LE ONDE RADIO
E LA SALUTE
Definizione, misure ed effetti biologici delle radiazioni
non ionizzanti; quanto serve per prevenirne i rischi
GIANFRANCO
SINIGAGLIA

GIANFRANCO SINIGAGLIA

LE ONDE RADIO E LA SALUTE

Definizione, misure ed effetti biologici delle radiazioni non ionizzanti; quanto serve per prevenirne i rischi

Questo libro è indirizzato a diverse categorie di lettori: studenti di Fisica Sanitaria, radiotecnici, radioamatori ed a chiunque sia interessato o preoccupato di conoscere i possibili effetti delle onde radio sulla salute dell'uomo. Perciò l'uso di formule matematiche e di termini specialistici è stato ridotto al minimo indispensabile. Se alla chiarezza è stata sacrificata la completezza, non è però mai stata tradita, almeno volontariamente, l'esattezza delle informazioni.

Gianfranco Sinigaglia, nato a Bologna nel 1929, da mezzo secolo si occupa di radio. Ha partecipato al progetto, alla costruzione e all'esercizio dei radiotelescopi di Medicina (BO). Insegna all'Università di Bologna "Elettronica Applicata" e "Protezione dalle Radiazioni Non Ionizzanti". Ha scritto i libri "Elementi di Tecnica Radio Astronomica" e "I Trasduttori e il loro impiego nelle telecomunicazioni e nella strumentazione". E' noto ai radioamatori col nominativo I4BBE.

Sin qui, la breve nota biografica preparata nel contesto generale dell'opera.
Purtroppo il 19 marzo 1990, l'Autore è immaturamente deceduto, oltretutto senza poter seguire e controllare la fase finale di pratica realizzazione di questo suo lavoro.

INTRODUZIONE

Dedicato a don Paolo Arrigone condannato nel 1618 dal Tribunale di Milano a tre anni nelle galere per aver "battezzato una calamita"

Sin da quando, nella remota antichità, scoprì la proprietà "magica" del magnete l'uomo si convinse che vi è qualche relazione tra la vita e il magnetismo. Lo stesso si può dire per la elettricità. Il fatto che un pezzo di magnetite fosse capace di attirare frammenti di ferro e che l'ambra (elektron) riscaldata attirasse granelli di cenere sembravano indicare in tali sostanze una volontà di agire, in un certo senso un'anima. Questa credenza era così radicata che la parola francese che indica la calamita "aimant" significa letteralmente "amante". Questa convinzione fu rafforzata quando nel XVIII secolo fu possibile costruire macchine elettriche abbastanza potenti da dare la "scossa" e la famosa controversia tra Galvani e Volta fece a lungo discutere sulla elettricità animale. Nel 1800 poi certi fenomeni psichici o parapsichici (veri o supposti) furono chiamati "magnetismo animale". La Scienza del nostro secolo ha in parte confermato e in parte smentito queste più o meno antiche intuizioni. Esiste tuttavia una larga fascia di incertezza nella quale lavorano seriamente molti ricercatori ma che è anche terreno di caccia privilegiato di molti ciarlatani. Cercheremo di distinguere in questo libretto quali sono i fatti accertati, quali le ipotesi ragionevoli e quali le credenze prive di fondamento.
Tra i fatti accertati i principali sono i seguenti.

a) L'elettricità giuoca un ruolo molto importante, insieme alla chimica ed alla meccanica, nella fisiologia degli esseri viventi, specialmente gli animali. Fenomeni elettrici sono essenziali per l'attività del sistema nervoso e dei muscoli.

b) Il magnetismo ha un ruolo importante in qualche animale particolare, capace di orientarsi mediante il campo magnetico terrestre, ma nella generalità dei casi può considerarsi come un effetto collaterale non molto importante dei fenomeni elettrici.

c) Le onde elettromagnetiche interagiscono con gli esseri viventi in modo percepibile dai sensi quando sono sotto forma di luce visibile o di infrarosso. Negli altri casi, onde radio, raggi ultravioletti, X e gamma hanno effetti non sempre chiariti, a volte dannosi e di importanza secondaria. Tuttavia poichè, come tutte le onde, trasportano energia, possono provocare riscaldamento.

Dovrebbe essere inutile dire, ma è comunque meglio farlo, che le proprietà apparentemente "magiche" del magnetismo e dell'elettricità non hanno niente a che fare con il comportamento degli animali o degli esseri umani. La calamita "ama" il ferro nello stesso senso in cui tutti gli oggetti dotati di massa si attirano reciprocamente con forze gravitazionali. Newton è stato da molti accusato di credere nella magia per avere enunciato la legge di gravitazione universale. Edgar Allan Poe , il grande poeta americano noto al pubblico anche come "sceneggiatore" del film di Fellini (ed altri) "Tre passi nel delirio", era convinto che la gravitazione fosse l'amore di Dio che richiamerà a sé la materia alla fine della espansione dell'Universo provocata dalla repulsione elettrica: e gli si potrebbe anche credere dato che lo scrisse quasi cento anni prima che gli scienziati ideassero il modello del Big-Bang.

Potrebbe anche sembrare inutile dire che non ci si deve aspettare alcun effetto biologico da piccole calamite o braccialetti di rame che vengono correntemente venduti, persino nelle farmacie, dai molti dediti alla più grande e fruttuosa industria del mondo: lo sfruttamento dell'imbecillità altrui.

Esiste poi la larga fascia di incertezza in cui convivono verità non ancora dimostrate e falsità non definitivamente sconfitte. In questa fascia si collocano i possibili pericoli dei campi elettromagnetici e i supposti loro effetti curativi che saranno argomento del capitolo seguente.

CAP. 1
EFFETTI BIOLOGICI DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

1.0
Definizione e classificazione delle onde elettromagnetiche.

Si chiama onda elettromagnetica una perturbazione dello spazio che si propaga trasportando energia e che è costituita dall'oscillazione dei campi elettrico e magnetico. Già nel XVII secolo Gilbert aveva posto le basi dello studio dei campi elettrici e dei campi magnetici. Gli studi effettuati nel secolo successivo portarono a grandi approfondimenti della conoscenza dei campi elettrici che culminarono nella invenzione della pila di Volta nel 1799. L'uso di questa negli esperimenti effettuati da Ampere e Faraday all'inizio del secolo XIX fece capire che vi era una stretta connessione tra magnetismo ed elettricità. Questa connessione era stata in precedenza intuita per alcuni fenomeni "strani" quale la smagnetizzazione della bussola di una nave durante una tempesta con fulmini. Faraday riuscì a produrre scintille, tipica manifestazione elettrica, utilizzando la corrente di una pila e quello che oggi chiameremmo un trasformatore. Nobili per primo trasse scintille da una calamita per induzione elettromagnetica. Maxwell riordinò i risultati di questi esperimenti costruendo una teoria matematicamente coerente dell'elettromagnetismo e ipotizzando che anche la luce fosse una onda elettromagnetica. Melloni dimostrò che la radiazione calorifica (infrarosso) si comporta in modo analogo alla luce. La spettroscopia associata alla fotografia dimostrò che la luce del Sole e quella dell'arco elettrico contengono anche radiazioni (ultraviolette) non visibili di lunghezza d'onda minore della luce. Hertz indicò come produrre onde elettromagnetiche con lunghezza d'onda di alcuni metri (radioonde) e Righi ottenne onde di qualche centimetro (microonde). Roentgen scoprì i raggi X e Bequerel i raggi gamma. Marconi produsse onde lunghe chilometri. Negli ultimi anni del secolo XIX veniva così completato lo spettro delle onde elettromagnetiche. I nomi con cui vengono classificate anche oggi le onde elettromagnetiche sono più legati alla storia della loro scoperta che alle loro proprietà fisiche.

Il meccanismo e la velocità di propagazione nel vuoto di tutte le onde elettromagnetiche sono identici, indipendentemente dalla lunghezza d'onda o frequenza. Si hanno però delle graduali variazioni con la frequenza del modo di interagire con la materia. L'emissione delle onde, il loro assorbimento e la loro propagazione in mezzi materiali infatti dipendono dalla natura e dalle condizioni fisiche delle sostanze emittenti e assorbenti o di quelle che consentono la propagazione. La classificazione più usata (non l'unica possibile) è riportata qui di seguito, cominciando dalle frequenze più basse e procedendo per grossi blocchi.

Radioonde e microonde:

- frequenza da qualche decina di hertz a qualche centinaio di GHz (1 GHz = 10^9 Hz);
- lunghezza d'onda nel vuoto da migliaia di chilometri a un millimetro;
- emissione da parte di conduttori percorsi da correnti alternate (antenne trasmittenti);
- assorbimento da parte di buoni conduttori (antenne riceventi) o mediocri conduttori come acqua, grafite, sostanze biologiche;

- propagazione nei mezzi isolanti con bassa attenuazione e velocità inferiore a quella nel vuoto (nell'aria atmosferica a livello del mare sia l'assorbimento che la riduzione di velocità sono spesso trascurabili);
- energia dei fotoni così bassa che l'interazione diretta con gli atomi è molto bassa, un po' maggiore con alcuni tipi di molecole, mentre l'interazione è molto forte con gli elettroni liberi nei metalli e nei gas ionizzati.

Radiazione infrarossa:

- frequenza da 300 GHz a 400.000 GHz;
- lunghezza d'onda nel vuoto da 1 mm a 800 nm (1 nm = 10^{-9} m);
- emissione da parte dei corpi caldi;
- assorbimento da parte di molte sostanze solide, liquide o gassose (altre sono quasi perfettamente trasparenti, ma solo in certe bande di frequenza);
- l'energia dei fotoni permette l'interazione con molti tipi di molecole. Per le lunghezze d'onda tra 1500 e 800 nm è possibile ottenere la ionizzazione di alcuni tipi di semiconduttori, ciò che permette la costruzione di fotodiodi sensibili all'infrarosso (I.R. vicino).

Luce visibile:

- frequenza da 400.000 GHz ad 800.000 GHz;
- lunghezza d'onda nel vuoto tra 800 e 400 nm circa;
- emissione da parte di corpi caldi (ad oltre 1000 K) o da gas ionizzati o da semiconduttori in conduzione diretta;
- assorbimento da parte di corpi "opachi"; l'energia dei fotoni permette effetto fotoelettrico ed effetto fotochimico in molte sostanze; sul primo si basano i sensori artificiali (fotocelle, telecamere) sul secondo quelli naturali (occhi) e la fotografia.

Ultravioletto:

- lunghezza d'onda da 400 nm a pochi nanometri;
- emissione da parte dei corpi molto caldi (alcune migliaia di gradi) e da alcuni gas ionizzati, ad esempio vapore di mercurio;
- assorbimento da parte di corpi opachi e anche da alcuni corpi trasparenti alla luce visibile come l'ozono e il vetro ordinario (invece è trasparente all'U.V. il vetro di silicio o quarzo fuso);
- l'energia dei fotoni è sufficiente a ionizzare molte sostanze, eccitare la fluorescenza di altre e a provocare reazioni fotochimiche; i raggi U.V. di maggiore lunghezza d'onda non sono in grado di ionizzare i materiali organici e quelli molto prossimi alla luce visibile (U.V.A) sono relativamente innocui, se usati con moderazione.

Raggi X:

- lunghezza d'onda dell'ordine di un angstrom (= 1/10 nm);
- emissione da parte di tubi a vuoto in cui elettroni accelerati da qualche kV a qualche centinaio di kV urtano un anodo metallico (sono emessi anche da alcune valvole contenute in vecchi televisori; non sono emessi dai cinescopi dei televisori, per quanto vengano prodotti al loro interno, perché assorbiti dal vetro particolarmente spesso);
- sono assorbiti da tutti i corpi, ma possono penetrare per elevati spessori nei corpi formati da elementi leggeri;
- i fotoni hanno energie così elevate che interagiscono prevalentemente con gli elettroni più "vicini" al nucleo degli atomi; perciò il loro assorbimento è poco dipendente dalle proprietà chimiche che sono legate prevalentemente agli elettroni "periferici", ma dipende dal peso atomico.

Raggi gamma:

- lunghezza d'onda dell'ordine del picometro (1 pm = 10^{-12} m);
- emissione da parte del nucleo degli isotopi radioattivi naturali o artificiali;
- come per i raggi X l'assorbimento è molto basso in tutte le sostanze e aumenta col peso atomico;
- l'altissima energia dei fotoni permette l'interazione con gli elettroni interni e, in certi casi, coi nuclei degli atomi; raggi gamma molto "duri" possono provocare anche trasmutazioni nucleari e indurre radioattività artificiale.

Questa classificazione delle onde elettromagnetiche per grossi blocchi è rappresentata graficamente nella tabella 1.0.1. In tale tabella abbiamo lasciato indefiniti i confini tra i vari tipi di radiazione. Infatti non esistono ragioni fi-

TABELLA 1.0.1

Spettro complessivo delle onde elettromagnetiche.

	Raggi Gamma	
		500 keV
	Raggi X	
1 nm		1 keV
	Raggi U.V.	
400 nm		3 eV
	LUCE	
800 nm		1.5 eV
	Raggi I.R.	
1 mm		
	MICROONDE	
30 cm		
	ONDE RADIO	
6000 km		

siche che permettano di fissare netti confini dato che tutte le proprietà variano gradualmente. Anche i criteri basati sui meccanismi di emissione cadono in difetto quando si consideri che esiste un meccanismo in grado di emettere contemporaneamente onde elettromagnetiche di tutte le lunghezze d'onda. Questo meccanismo, che non abbiamo considerato in precedenza, si chiama "effetto sincrotrone" o "frenamento magnetico" ed è dovuto al particolare comportamento degli elettroni che si muovono in un campo magnetico a velocità di poco inferiore alla velocità della luce. In queste condizioni un elettrone non si muove in linea retta ma secondo una traiettoria a spirale: perde continuamente una parte della sua energia trasformandola in radiazione elettromagnetica. Lo spettro di questa radiazione copre un vasto campo di frequenze che si estende verso l'alto all'aumentare dell'energia degli elettroni e verso il basso al diminuire del campo magnetico. Nei sincrotroni costruiti dall'uomo, con forti campi magnetici e energie degli elettroni limitate, lo spettro contiene principalmente raggi X: ma i "sincrotroni" naturali costituiti da alcune stelle pulsanti con elettroni molto energetici e campi magnetici modesti possono irradiare con continuità dalle onde radio ai raggi gamma.

Nella tabella 1.0.1 abbiamo perciò indicato non delle linee di separazione ma dei punti di riferimento convenzionali. Per le frequenze più basse abbiamo indicato a sinistra la lunghezza d'onda, per le più alte a destra la energia dei fotoni che è proporzionale alla frequenza. Questa differenza è dovuta al fatto che le onde elettromagnetiche di frequenza più bassa si manifestano quasi sempre come onde "classiche" essendo i loro fotoni in grandissimo numero e di piccolissima energia, mentre per le altissime frequenze esse interagiscono quasi come se fossero corpuscoli, manifestando più raramente i fenomeni tipici delle onde. Nella regione intermedia, tra gli I.R. e gli X abbiamo indicato entrambi i valori. L'energia dei fotoni viene espressa in eV (volt elettrone) che è l'energia acquisita da un elettrone che attraversa la differenza di potenziale di un volt. Può essere utile ricordare che il prodotto della lunghezza d'onda (in metri) per l'energia del fotone associato è una costante uguale a $1,2 \times 10^{-6}$. Invece il prodotto della lunghezza d'onda per la frequenza è uguale alla velocità della luce nel vuoto $c = 3 \times 10^{8}$ m/s.

Si parla comunemente di protezione dalle radiazioni ionizzanti e di protezione dalle radiazioni non ionizzanti. Queste ultime sono indicate con la sigla N.I.R.. Come al solito il confine è arbitrario: è stato preso convenzionalmente come riferimento il potenziale di ionizzazione dell'idrogeno, di 12 volt. Infatti i composti idrogenati costituiscono la grande maggioranza dei materiali biologici. Esistono però semiconduttori che si ionizzano con energie inferiori ad un volt elettrone mentre i gas nobili richiedono alcune decine di volt elettrone. Perciò il termine N.I.R. è valido solo nel campo della protezionistica.

1.1
Classificazione delle radioonde.

I grossi blocchi di cui abbiamo parlato vengono suddivisi per ragioni pratiche in blocchi più piccoli aventi nomi particolari e non sempre univoci. Ad esempio la luce visibile si suddivide nei sette colori dell'iride o forse sei, perché non ho mai trovato qualcuno che sapesse che cosa è esattamente l'indaco. L'infrarosso viene suddiviso in infrarosso vicino, medio e lontano;

solo che quello che i fisici chiamano medio è di solito chiamato lontano dagli astronomi.

Poiché questo libro è particolarmente dedicato agli effetti delle onde radio, esaminiamo più in dettaglio le suddivisioni dello spettro delle frequenze più basse. Intanto sgombriamo il campo dal problema delle microonde: in realtà non esiste nessuna distinzione tra radioonde e microonde. Nei vecchi testi di radiotecnica il confine veniva posto a 300 MHz, corrispondenti ad un metro di lunghezza d'onda; in quelli più recenti esso è stato spostato a 1 GHz, 30 cm. Se si tenesse conto dei recenti sviluppi tecnologici questo confine potrebbe essere spostato a 3GHz o anche più su. Infatti l'unico criterio possibile è il confronto tra le dimensioni dei componenti circuitali e la lunghezza d'onda: dato il progredire della miniaturizzazione dei dispositivi elettronici la situazione varia continuamente.
Dalla Conferenza Internazionale di Atlantic City del 1949 è stata stabilita una suddivisione convenzionale delle radioonde che è rappresentata in tabella 1.1.1 e che dovrebbe sostituire tutte le vecchie classificazioni in onde lunghe, medie, corte, cortissime, ultracorte e microonde nonché le classificazioni delle microonde in bande L, S, X, ecc.. Le frequenze al di sotto di 3 kHz vengono abitualmente indicate come ELF. La frequenza più bassa usata per telecomunicazioni è probabilmente 75 Hz, impiegata in trasmissioni a sottomarini in immersione per scopi strategici. Si prendono però in considerazione anche le onde prodotte "involontariamente" dalle linee elettriche, a 60 Hz in America e a 50 Hz in Europa.

1.2
Meccanismi di interazione delle onde elettromagnetiche con il materiale biologico.

Esistono, o possono esistere, diversi modi di interagire di un'onda elettromagnetica con le sostanze e i tessuti degli esseri viventi, vegetali e animali e in particolare dell'uomo. Alcuni di questi meccanismi sono accertati e studiati quantitativamente, altri sono ipotizzati e studiati con metodi indiretti più o meno affidabili.
Poiché il corpo degli esseri viventi contiene moltissima acqua in cui sono disciolte sostanze che la rendono notevolmente conduttiva, un'onda elettromagnetica che attraversi un essere vivente deposita in esso una parte dell'energia trasportata. L'energia perduta può essere trasformata in calore per le cosiddette perdite dielettriche, tipiche di un isolante imperfetto, o per correnti parassite, tipiche di un conduttore avente elevata resistività. Non è il caso di distinguere qui tra i due fenomeni che hanno in

TABELLA 1.1.1

Classificazione delle radioonde secondo Atlantic City 1949.

Frequenza	Lunghezza d'onda	Sigla internazionale	Significato in italiano frequenze:	Classificazione in onde:
30 GHz - 300 GHz	1 cm - 1 mm	EHF	extra alte	millimetriche
3 GHz - 30 GHz	10 cm - 1 cm	SHF	super alte	centimetriche
300 MHz - 3 GHz	1 m - 10 cm	UHF	ultra alte	decimetriche
30 MHz - 300 MHz	10 m - 1 m	VHF	molto alte	metriche
3 MHz - 30 MHz	100 m - 10 m	HF	alte	decametriche
300 kHz - 3 MHz	1 km - 100 m	MF	medie	ettometriche
30 kHz - 300 kHz	10 km - 1 km	LF	basse	chilometriche
3 kHz - 30 kHz	100 km - 10 km	VLF	molto basse	miriametriche

comune l'effetto finale di generare calore a spese dell'energia dell'onda elettromagnetica. Altri meccanismi di interazione possono essere: trasporto di particolari ioni che possono influenzare il metabolismo; interferenza con i segnali elettrici circolanti nel sistema nervoso; modifica di reazioni biochimiche per assorbimento selettivo di energia. Sono stati osservati molti fenomeni biologici provocati da onde elettromagnetiche, la cui origine è difficilmente spiegabile come effetto di semplice riscaldamento. Perciò uno o più meccanismi di interazione "non termica" è quasi certamente attivo, ma non è stato sino ad ora possibile provare "al di là di ogni ragionevole dubbio" quali siano i meccanismi che effettivamente agiscono.
Nei prossimi capitoli esamineremo i possibili meccanismi termici, distinguendo quelli che coinvolgono un intero organismo, quelli che interessano un organo e quelli che eventualmente agiscano su parti minute, come singole cellule. Vedremo poi qualche ragionevole ipotesi sull'esistenza di effetti non termici.

1.3
Effetti termici complessivi.

L'uomo, come tutti gli animali "a sangue caldo", possiede diversi meccanismi biologici che gli consentono di mantenere una temperatura interna costante al variare della temperatura ambiente. Per ottenere questo risultato devono esistere mezzi per produrre calore ed altri per dissiparlo, oltre a sistemi in grado di trasportare calore da una parte all'altra del corpo. Il principale mezzo per produrre calore consiste nella ossidazione, ossia combustione, di sostanze ingerite come cibo, o accumulate nel corpo come riserve di grasso, mediante l'ossigeno dell'aria respirata. Il meccanismo che meglio trasporta calore da una parte all'altra del corpo è la circolazione del sangue. Normalmente il corpo deve disperdere calore e ciò avviene attraverso l'espirazione e la traspirazione. Con qualche disagio, il nostro corpo può essere tenuto a temperatura inferiore alla temperatura ambiente grazie al calore sottratto dalla evaporazione del sudore.
La temperatura interna di un individuo sano è, con l'approssimazione di qualche decimo di grado, di 37° C e non varia apprezzabilmente al variare della temperatura esterna purché non si raggiungano per tempi prolungati valori estremi che possono provocare congelamento o colpi di calore. Quando il nostro corpo è in riposo la potenza termica dissipata è di circa 100 watt. Quando viene esercitato uno sforzo più o meno intenso la potenza dissipata cresce a qualche centinaio di watt senza che la temperatura interna varii apprezzabilmente. Solo quando qualche malattia altera il sistema di termoregolazione si ha una variazione di temperatura di alcuni gradi sino ad un massimo di cinque: di solito tre decimi di grado in più del normale sono segno di "febbre" e tre gradi in più sono indizio di malattia grave.

Poiché abbiamo detto che l'energia trasportata da un'onda elettromagnetica si trasforma, almeno in parte, in calore all'interno del nostro corpo, ci domandiamo quanta energia possiamo sopportare senza che si manifesti una "febbre artificiale" o, al limite, un colpo di calore. Il nostro corpo sopporta tranquillamente un aumento di calore di alcune centinaia di watt dovute allo sforzo, è facile perciò prevedere che la dissipazione di circa 100 watt dovuti ad onde elettromagnetiche darà effetti termici non preoccupanti, almeno dal punto di vista della termoregolazione. Su questo principio si sono basati gli studi che hanno portato alla definizione dei più antichi, e ottimistici, livelli di sicurezza. Apparentemente il calcolo è prudenziale, e lo è veramente se si tiene conto solo degli effetti termici globali. Supponiamo che una persona avente una sezione longitudinale di 1 m^2 (una specie di Maciste) sia investito da un'onda elettromagnetica avente la componente elettrica del campo di 200 V/m. A questo valore del campo corrisponde, come vedremo nei prossimi capitoli, una potenza trasportata di 100 W/m^2. Supponendo prudenzialmente che il nostro Maciste assorba tutta l'onda che lo investe (ciò è verosimile solo per onde aventi frequenze tra 70 e 90 MHz) il suo corpo assorbirà circa 100 watt che potranno essere agevolmente dissipati con un leggero aumento della traspirazione. Per provocare serie conseguenze è probabilmente necessaria una potenza dieci volte maggiore, come indicano prove su animali.
Se si riferisce la potenza assorbita, anziché all'area di sezione, al peso corporeo si può vedere che Maciste riceverà circa un innocuo watt

per chilogrammo. Un piccolo forno a microonde cuoce un pollo in una decina di minuti facendogli assorbire circa 100 watt per chilogrammo. La "dose" energetica assorbita in W/kg viene chiamata SAR che significa "rapporto di assorbimento specifico". La probabilità che un uomo si trovi interamente investito da una onda di tale intensità da fargli fare la fine del pollo è praticamente nulla. Sarebbero infatti necessari parecchi kW interamente assorbiti per un tempo prolungato: nei casi reali di esposizione accidentale o professionale alle onde elettromagnetiche o l'intensità del campo è molto minore o il tempo di esposizione è molto più breve. Inoltre per la maggior parte delle frequenze l'energia assorbita è solo una parte di quella trasportata dall'onda.

1.4
Effetti termici settoriali.

Quanto detto nel capitolo precedente potrebbe far credere che non esista nessun pericolo per un uomo esposto ad un campo elettromagnetico: invece è accertato che almeno in un certo numero di casi si sono verificati gravi danni permanenti. In particolare parecchi operatori di radar, prima che venissero applicate norme di sicurezza, furono colpiti da cataratta. Infatti se è quasi impossibile superare i limiti di pericolo per l'intero corpo, è molto più facile che si provochino danni a particolari organi. Ciò è legato a due fattori: particolare concentrazione dell'energia e particolare vulnerabilità di un certo organo. La concentrazione può avere origini esterne al corpo e legate alla sorgente di radiazione oppure essere dovuta a fenomeni che avvengono all'interno del corpo. Di questo si tratterà ampiamente nei capitoli successivi. La vulnerabilità può essere dovuta a caratteristiche funzionali quali una particolare sensibilità a piccole variazioni di calore oppure a scarso flusso sanguigno che ne riduce l'effetto raffreddante.
Nel caso degli occhi, e in particolare del cristallino, pare che i vari fattori si coalizzino. Infatti l'occhio si trova alla superficie del corpo e quindi massimamente esposto. Per di più la sua forma e le sue dimensioni possono provocare fenomeni di risonanza a frequenze vicine a quella di molti radar. D'altra parte il cristallino deve mantenere la sua trasparenza e perciò non è attraversato da vasi sanguigni; ciò ne impedisce il rapido raffreddamento e rallenta anche la riparazione di eventuali danni. Non c'è perciò da meravigliarsi se l'occhio è l'organo più minacciato dalle onde elettromagnetiche. Vedremo nei capitoli successivi in quali casi questo pericolo può essere veramente grave e quali precauzioni vanno adottate.
Un altro organo a rischio è il testicolo. Salvo per quanto riguarda la circolazione sanguigna, le condizioni sono simili a quelle dell'occhio. E' noto che una sopraelevazione anche moderata della temperatura dei testicoli può compromettere, almeno temporaneamente, la funzionalità. Effetti del genere si riscontrano sia nei casi di mancata "discesa" dei testicoli, sia a causa dell'uso di indumenti eccessivamente aderenti o troppo isolanti. Infatti in condizioni normali i testicoli sono ad una temperatura circa 2 °C più bassa del resto del corpo. Casi di sterilità temporanea e forse anche di impotenza sono stati attribuiti all'effetto di radiazioni elettromagnetiche. E' però molto difficile distinguere in quest'ultimo particolare campo tra gli effetti della radiazione e quelli della suggestione, perciò non risulta esistano statistiche attendibili.
Altri organi che sono considerati a rischio sono le ovaie e la milza, ma a questo proposito i dati sono ancora più scarsi.

1.5
Effetti microtermici.

Una terza categoria di effetti termici può essere ipotizzata per spiegare fenomeni che non sono riconducibili ad effetti termici globali o settoriali. Si può supporre che parti microscopiche di organismi viventi, quali cellule o loro piccoli aggregati o addirittura parti di cellule siano particolarmente sensibili a variazioni di temperatura o, più verosimilmente, a gradienti di temperatura. Se ciò fosse vero sarebbe possibile riscontrare alterazioni funzionali senza che la sopraelevazione di temperatura che le provoca sia misurabile. Si tratta però di una ipotesi altrettanto difficile da provare che da smentire: perciò è di dubbia utilità potendosi a fatica di-

stinguere, da un punto di vista sperimentale, dall'ipotesi dell'esistenza di effetti non termici.

1.6
Effetti non termici.

Come è facile intuire dalla presenza di una negazione nel nome, l'ipotesi della esistenza di "effetti non termici" è basata non sulla conoscenza di un particolare meccanismo fisico o fisiologico che la giustifichi, ma dalla impossibilità o dalla difficoltà di spiegare con meccanismi termici una serie di fenomeni che si ritiene le onde elettromagnetiche provochino negli esseri viventi. Ci si vuole riferire in queste considerazioni solo alle onde elettromagnetiche di maggiore lunghezza d'onda: infatti per quel che riguarda la luce visibile e l'ultravioletto è ben noto che si possono avere effetti fotochimici di rilievo. Ma almeno per l'infrarosso lontano, le microonde e le radioonde tali effetti sembrerebbero esclusi. Perciò la presenza di effetti biologici delle radioonde applicate in condizioni tali da poter escludere un significativo aumento della temperatura non trova spiegazione in meccanismi noti ed è tuttora campo di studio apertissimo.
Gli effetti non termici sono stati ipotizzati in base a due tipi di indicazioni: osservazioni "epidemiologiche" ed esperimenti di laboratorio.
Le osservazioni epidemiologiche consistono nello studio statistico del verificarsi di certi eventi (manifestazioni patologiche o fisiologiche) in "popolazioni" sottoposte a radiazioni non ionizzanti con particolari modalità rispetto ad altre popolazioni non sottoposte, o sottoposte con modalità diverse, alle medesime radiazioni. Queste indagini epidemiologiche sono normalmente condotte su popolazioni umane che siano sottoposte a radiazioni per ragioni professionali o per il fatto di risiedere in particolari luoghi. Ad esempio si possono studiare i lavoratori di fabbriche di legno compensato o di laminati plastici in cui si faccia uso di essiccatoi o di saldatrici a radiofrequenza, oppure di fabbriche produttrici di radar a microonde. Inoltre si possono studiare popolazioni residenti in vicinanza di aeroporti oppure di linee elettriche di grande potenza.

Le indagini epidemiologiche hanno il vantaggio, rispetto agli esperimenti di laboratorio, di essere effettuate su esseri umani e non su animali o su altri organismi. Ciò rende gli eventuali risultati immediatamente applicabili, senza le incertezze e gli errori che si incontrano nel trasferire all'uomo risultati ottenuti su animali. Hanno però due inconvenienti gravi. Uno è costituito dalla impossibilità di agire sulle modalità di applicazione delle radiazioni (intensità, durata, ecc.) e sulle dimensioni e sulla costituzione del campione. In certi casi può anche essere difficile trovare un'adeguata popolazione di confronto non irradiata ma con tutte le altre caratteristiche sufficientemente uguali. Il secondo inconveniente è costituito dagli effetti psicologici che l'effettuazione dello studio può indurre sulla popolazione studiata, il cosiddetto "effetto nocebo" che è il simmetrico dell'effetto placebo provocato dalle cure fisicamente inefficaci, ma spesso benefiche per suggestione psicosomatica.
A questo proposito si osserva che le più antiche indicazioni di effetti non termici sull'uomo sono state ricavate interrogando i lavoratori di industrie impieganti radiofrequenze. Le più frequenti patologie lamentate erano cefalea e astenia: anche senza voler insinuare sospetti sulla buona fede dei lavoratori interrogati, è facile immaginare che l'indagine può essere diventata una occasione per sfogare disagi o insoddisfazioni latenti. Anche in buona fede chiunque può scambiare la stanchezza per cefalea e la poca voglia di lavorare per astenia. In casi come questi può avere una grande influenza sui risultati il modo di porre le domande: per ottenere risultati credibili sarebbe necessario un campione non irradiato di confronto il più possibile omogeneo e indistinguibile dal campione irradiato per gli stessi operatori dell'indagine. Meglio ancora se i soggetti stessi non sapessero se fanno parte del campione irradiato o di quello di controllo: ma ovviamente una situazione del genere non può essere, per ragioni morali, imposta ad una popolazione umana.

Da quanto detto risulta che una indagine epidemiologica dà risultati significativi solo se i danni alla salute osservati sono accertabili con sicurezza e preesistenti al momento dell'indagine. Molto raramente gli studi epidemiologici sugli effetti non termici delle radiazioni non ionizzanti soddisfano questi requisiti. Un caso in cui i risultati sono accertati è quello del danno

agli occhi, con formazione precoce di cataratta, rilevato tra gli operatori radar negli anni '50. Si tratta, come già detto, di effetti termici settoriali: recentemente però è stato pubblicato uno studio su danni al nervo ottico in lavoratori di una fabbrica di radar accumulati in anni di lavoro e quindi, almeno apparentemente, di origine non termica. Infatti è considerata caratteristica degli effetti non termici la comparsa dopo esposizione prolungata a radiazioni di bassa intensità.
Un'altra indagine di cui si è parlato negli anni scorsi è quella che ha studiato la frequenza dei suicidi in funzione del campo magnetico provocato dalle linee elettriche. L'indagine effettuata con metodo impeccabile e grande scrupolo ha dato risultati del tutto negativi che gli autori hanno incredibilmente travisato nella conclusione del loro articolo. Essi infatti arrivano alla paradossale conclusione che i suicidi sono più frequenti nelle zone in cui il campo magnetico è "medio" mentre sono meno frequenti dove il campo è "basso" oppure "alto". Notare che la definizione di quale fosse un campo medio, basso o alto non era stata stabilita a priori ma venne inventata "ad hoc" per giustificare la imprevista curva a campana che rappresentava la frequenza dei suicidi in funzione dell'intensità del campo magnetico!

Più convincenti indizi, anche se non ancora prove definitive, dell'esistenza di effetti non termici sono forniti dagli esperimenti di laboratorio. Molti ricercatori operando su animali o su vegetali hanno riscontrato fenomeni che è per lo meno difficile ricondurre ad effetti termici. Molti di questi esperimenti sono criticabili o per il metodo poco rigoroso o per la scarsa statistica, ad esempio esperimenti effettuati su un numero troppo piccolo di animali.

Altri sono di dubbia interpretazione, in alcuni casi però l'esistenza di effetti non termici sembra essere la spiegazione più semplice di quanto osservato. Gli esperimenti su animali che più spesso hanno dato risultati positivi sono avvenuti esponendo a microonde di bassa intensità o pulsate femmine gravide di topo o ratto. Sono state riscontrate numerose e gravi malformazioni dei feti. Non sono stati invece dimostrati in modo convincente danni su animali adulti.
Chi scrive ha effettuato esperimenti su vegetali con gli ovvi vantaggi di evitare fenomeni di suggestione e di non suscitare proteste da parte degli antivivisezionisti. Le indicazioni ottenute sperimentando su semi in fase di germinazione o su muffe in corso di riproduzione agamica confermano l'indicazione che gli organismi in fase di rapida crescita sono sensibili alle microonde in grado molto superiore e qualche volta in modo opposto da quanto ci si aspetterebbe da effetti termici. Ad esempio semi di grano e girasole irradiati da un campo a microonde ($\lambda \approx 3$ cm) di intensità tale da alzare la temperatura di alcuni gradi rispetto all'ambiente, anziché crescere più rapidamente dei "controlli" non irradiati, smettono di crescere al terzo giorno, a partire da quello in cui sono stati umidificati. Se l'irradiazione è circa dieci volte inferiore, crescono in modo nettamente più lento dei controlli. Invece muffe del genere Rhizopus (muffa del pane) crescono più rapidamente con irradiazione moderata, si bloccano con irradiazione intensa. Questi fatti sembrano difficili da spiegare come effetti termici e fanno pensare a qualche meccanismo di interazione tra le microonde e i complessi fenomeni biochimici che accompagnano la moltiplicazione cellulare. Gli esperimenti sono tuttora in corso, specialmente per verificare l'andamento del fenomeno al variare della lunghezza d'onda. Pare che il fenomeno cessi o almeno si attenui per lunghezze d'onda superiori a 5 cm.

1.7

Aspetti protezionistici del problema.

Da quando è stato accertato che le onde elettromagnetiche e in particolare le microonde usate dai radar potevano avere effetti biologici nocivi si è posto il problema di stabilire dei livelli massimi accettabili in varie condizioni a cui possano essere sottoposti esseri umani. Il problema è ben lontano dall'essere risolto. Infatti la maggior parte degli Stati, compresa l'Italia, non ha ancora stabilito delle regole in questa materia. I pochi che lo hanno fatto, U.S.A., Canada, Svezia, Germania Ovest ed Est, Polonia, Cecoslovacchia, Bulgaria e U.R.S.S., hanno seguito criteri talmente differenti che i livelli da loro stabiliti differiscono di oltre un fattore mille! Infatti gli U.S.A., i primi in ordine di tempo, si sono basati su calcoli sia pure prudenziali ma che tenevano in considerazione solo gli effetti

termici globali. Secondo questa "filosofia" era stato stabilito un limite di 10 mW/cm^2(vedremo nei capitoli successivi il significato fisico di questo livello). In seguito a critiche e dubbi sollevati questo livello è stato, nelle norme U.S.A. più recenti, alquanto modificato ma resta comunque il riferimento principale della normativa protezionistica. La U.R.S.S. ha invece usato un approccio completamente diverso: considerando probabili, se non dimostrati, effetti biologici interessanti il sistema nervoso con meccanismo non termico, sono state stabilite norme estremamente più rigorose che portano in alcuni casi il limite a 5 μW/cm^2, cioè duemila volte più basso del limite di riferimento U.S.A.. Gli altri Paesi si sono comportati in un modo molto curioso: sembra quasi che abbiano seguito criteri di politica globale anziché criteri scientifici. Infatti i livelli scendono gradualmente a seconda della posizione geopolitica dei Paesi, secondo la sequenza Canada, Svezia, Polonia e Cecoslovacchia!

Questa discordanza dimostra quanto sia ancora aperto il problema e forse è l'unica parziale giustificazione dei Paesi che, come l'Italia, non hanno ancora emanato norme sensate. In Italia l'unico accenno ai pericoli dei campi elettromagnetici si trova in una legge sull'indennità di rischio dei dipendenti statali. Tale articolo è stato fortemente criticato, sia perché in luogo di considerare la prevenzione del rischio lo "monetizza" con una indennità giornaliera di 300 lire, sia perché, oltre a considerare il livello più alto tra quelli usati, ne limita l'applicazione ad un solo campo di frequenza senza nessuna giustificazione scientifica. E' noto che da anni Commissioni tecniche ministeriali hanno elaborato bozze di legge sull'argomento, ma queste non hanno per ora raggiunto lo stadio di Disegno di Legge. I tempi per il varo e l'eventuale approvazione sono del tutto imprevedibili. Da quanto è stato possibile sapere su queste bozze, l'orientamento è vicino a quello della legge polacca, che si situa circa a metà strada tra la più permissiva legge U.S.A. e la più restrittiva legge dell'U.R.S.S.. A proposito di quest'ultima sono stati avanzati dubbi sulla sua effettiva applicabilità, almeno in particolari ambienti come gli aeroporti. Sembra infatti difficile conciliare la sicurezza dei voli assicurata dai radar con i bassi livelli di radiazione elettromagnetica permessi dalla legge russa. Forse la scappatoia è costituita dal fatto che la legge russa non è applicabile ai militari. Il capitolo 5 è dedicato alle principali norme applicabili nei vari Paesi ed a quelle proposte da organismi internazionali.

1.8
Effetti biologici in medicina.

Un argomento a parte è costituito dagli effetti biologici delle onde elettromagnetiche usate in medicina per usi diagnostici o terapeutici.
Negli usi diagnostici, limitati praticamente allo NMR, cioè alla tomografia a risonanza magnetica nucleare, si deve cercare ovviamente di produrre effetti biologici limitatissimi se non nulli. Lo NMR usa due tipi di campi, uno a radiofrequenza, con frequenza di circa 20 MHz, di bassa intensità ed un altro campo "magnetostatico" di alta intensità.
A tutt'oggi non sono stati rilevati apprezzabili effetti biologici. Infatti il primo ha intensità media assolutamente al di sotto di quella che potrebbe provocare effetti termici e non si ha nessuna seria indicazione di effetti non termici a questa frequenza. Il campo magnetico statico è preoccupante in linea di principio per la sua intensità, che è di tre ordini di grandezza superiore al campo magnetico terrestre. Tuttavia non vi sono prove che campi magnetici statici o lentamente variabili abbiano effetti biologici sull'uomo. Si ritiene perciò che la tomografia NMR sia certamente meno pericolosa della più comune tomografia a raggi X, anche se non fosse del tutto priva di effetti biologici.
Nel caso degli usi terapeutici delle onde elettromagnetiche è ovvio che gli effetti biologici devono esserci: si tratta in questo caso di giudicare se gli effetti sono utili o dannosi e, nel caso che effetti utili e dannosi coesistano, se quelli utili sono così importanti da giustificare l'uso delle onde elettromagnetiche anche in presenza di effetti collaterali dannosi o in presenza del rischio che tali effetti si verifichino. Un giudizio di questo tipo spetta istituzionalmente ai medici: eventuale compito di fisici e ingegneri potrebbe però essere quello di fornire ai medici le informazioni necessarie a formulare il giudizio. Inoltre nell'ambiente in cui si effettuano terapie a radiofrequenza non sono presenti solo i pazienti ma anche altre persone,

particolarmente i paramedici, che devono essere protette da qualsiasi effetto biologico significativo. Per queste persone perciò devono valere gli stessi criteri di sicurezza che si applicano ai campi elettromagnetici generati per altri usi.
Le principali terapie praticate mediante onde elettromagnetiche sono:
a) la marconiterapia;
b) la radarterapia;
c) la ipertermia;
d) la magnetoterapia.

Le terapie a, b e c sono di tipo riscaldante, la d agisce secondo meccanismi ancora in discussione, secondo i più per effetto del trasporto di ioni da parte delle correnti indotte generate.
La marconiterapia viene praticata alla frequenza di 27 MHz a cui corrisponde una lunghezza d'onda di 11 metri, grande rispetto alle dimensioni della parte del corpo che si vuole riscaldare. L'applicazione avviene perciò introducendo la parte da riscaldare tra le armature di un condensatore a cui è applicata la tensione a radiofrequenza. Poiché il diametro delle armature è dello stesso ordine di grandezza della loro distanza, il campo generato non può essere uniforme e il flusso disperso è molto elevato, quindi la localizzazione degli effetti è molto grossolana. In compenso si ha una elevata penetrazione del campo all'interno del corpo.
La radarterapia (il nome non deve far pensare ad impulsi radar, essendo stato introdotto solo per far impressione sui pazienti all'epoca in cui il radar era una novità sensazionale) viene praticata a 2450 MHz corrispondenti a circa 13 cm. A questa lunghezza d'onda è possibile usare una antenna moderatamente direttiva, di solito una elica con riflettore a disco, che permette di concentrare buona parte dell'energia irradiata nella zona desiderata. La penetrazione nel corpo umano è però limitata ad alcuni centimetri.
L'ipertermia usa la stessa frequenza della radarterapia, ma l'energia viene fortemente concentrata in modo da portare la parte da colpire, un tumore, ad una temperatura tale da provocare la morte delle cellule. Oggi è usata quasi esclusivamente in associazione con la radioterapia. Per evitare di danneggiare la parte eventualmente sovrastante, che si trova in un campo ancora più intenso, viene usato un flusso refrigerante di acqua deionizzata, che serve anche da adattatore di impedenza tra la parte di guida d'onda avente dielettrico aria e il corpo umano.
La magnetoterapia consiste nell'immergere un arto fratturato nel campo magnetico variabile prodotto da una corrente alternata che scorre in un avvolgimento. Si suppone che le correnti indotte all'interno dell'arto trasportino ioni calcio, utili alla riparazione della frattura. In questo caso, date le basse frequenze usate, è assai improbabile che vi siano effetti collaterali dannosi: del resto anche il meccanismo che provoca il beneficio è tuttora argomento di intensi studi.
A queste terapie, consolidate le prime due, di più recente introduzione le seconde, si aggiungono altre terapie di dubbia utilità, alcune già usate in tempi passati ma considerate ora obsolete o quasi (vedi figura di copertina) altre introdotte recentemente senza un serio controllo scientifico. Al limite si arriva alla vera e propria ciarlataneria come nel caso dei cerotti contenenti un piccolo magnete. Queste pseudoterapie possono dare risultati benefici, se ne danno, solo per suggestione. Fortunatamente anche i danni sono di solito limitati al portafoglio del paziente.

CAP. 2
PROPRIETA' DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

2.0
Emissione delle onde radio.

Il dispositivo destinato ad emettere onde radio viene chiamato comunemente "antenna trasmittente". E' molto difficile definire che cosa sia una antenna perché ogni oggetto materiale può essere una antenna o parte di essa. E' più facile definire una "non antenna", cioè un oggetto che non interagisce col campo elettromagnetico; ma tale oggetto non esiste! Se pero' ci limitiamo a chiamare antenna un dispositivo che abbia una "forte" interazione con un'onda elettromagnetica avente lunghezza tale da rientrare tra quelle che convenzionalmente chiamiamo "radio", potremo dire che una antenna trasmittente é un conduttore percorso da corrente elettrica alternata che produce intorno a sé un campo elettromagnetico oscillante alla frequenza di tale corrente. L'energia elettrica necessaria a sostenere la corrente in tale antenna viene in parte trasferita al campo elettromagnetico e irradiata nello spazio circostante. Lo studio delle modalità di irradiazione é estremamente complesso a causa delle infinite forme che l'antenna può assumere e delle svariatissime condizioni in cui si può trovare lo spazio intorno ad essa. Intere biblioteche sono state scritte sulle antenne e sulla propagazione delle onde elettromagnetiche. Non possiamo sperare perciò di esaurire l'argomento in poche pagine: tenteremo di fissare alcuni punti essenziali e di indicare, con alcuni esempi, la strada per applicare questi punti ai casi reali, specialmente a quelli di interesse protezionistico.

2.1
Antenna elementare.

Abbiamo detto che normalmente l'antenna trasmittente é un conduttore percorso da corrente alternata. Mentre un conduttore percorso da corrente continua deve necessariamente costituire un circuito chiuso, una corrente alternata può scorrere anche in un conduttore aperto perchè il circuito viene completato dagli effetti "capacitivi" (o più correttamente di "induzione elettrica") presenti tra le varie parti, e specialmente le estremità del conduttore, come mostrato in figura 2.1.1. Perciò l'antenna potrà essere aperta o chiusa. Nel primo caso prende il nome di "dipolo elettrico" o semplicemente "dipolo"; nel secondo si chiama "dipolo magnetico" o, più spesso, "spira" (loop). Nel seguito ci riferiremo prevalentemente, salvo contrario avviso, alle antenne del primo tipo che chiameremo semplicemente dipoli.
Viene chiamato "dipolo elementare" una antenna formata da un conduttore rettilineo di lunghezza molto piccola rispetto alla lunghezza dell'onda corrispondente alla frequenza della corrente alternata che la percorre. A questo punto non ci interessa sapere il modo in cui la corrente viene costretta a scorrere in una tale antenna: diamo per accertato che nel conduttore di lunghezza L scorre una corrente I di frequenza f corrispondente ad una certa lunghezza d'onda nel vuoto λ tale che $\lambda \gg L$. Ci domandiamo quali siano i valori del campo elettrico e del campo magnetico in un punto qualsiasi dello spazio circostante, supposto vuoto.
La risposta notoriamente si ottiene impiegando le equazioni di Maxwell, ma non si tratta, an-

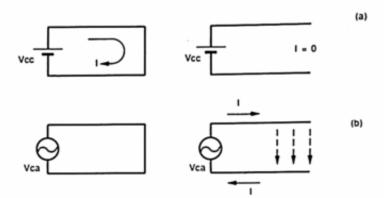



Fig. 2.1.1

a) Un circuito alimentato da un generatore di corrente continua funziona solo se chiuso.

b) Un circuito può essere percorso da corrente alternata anche se aperto a causa delle cosiddette "correnti di spostamento".

che in questo caso apparentemente semplicissimo, di una risposta banale. Infatti il campo elettrico, in un punto generico P vicino al dipolo, risulta formato da cinque componenti, mentre il campo magnetico é formato da due componenti. Una sola delle componenti elettriche ed una delle componenti magnetiche si propagano a distanza, mentre le altre si attenuano rapidamente. Nel capitolo 6 l'argomento sarà trattato in modo più dettagliato.
Vedremo che queste caratteristiche del campo sono molto importanti nell'effettuazione delle misure di interesse protezionistico. Infatti ci converrà distinguere in pratica tra misure fatte in "campo prossimo" o "campo di induzione" e misure fatte in "campo remoto" o "campo di radiazione". Naturalmente non vi è una netta separazione ma un graduale passaggio tra le due situazioni. Anche per valori di R di poco superiori a λ, gli errori che si commettono trascurando le componenti del campo di induzione possono essere accettabili in certi casi. Si osservi però che le considerazioni ora fatte valgono per antenne elementari, cioè molto corte. Le antenne più grandi e complesse di cui parleremo nel seguito possono esigere condizioni più restrittive perchè si possa accettare con buona approssimazione la semplificazione del campo remoto.
Quando ci si trova in campo di induzione la misura di una componente del campo, ad esempio del campo magnetico, ci dà scarse informazioni sulle altre componenti, a meno di conoscere perfettamente le "condizioni al contorno". Infatti abbiamo sin qui supposto che il dipolo sia sospeso nel vuoto, cosa che ovviamente non avviene mai: vedremo nel seguito come la presenza di altri oggetti può fortemente modificare la configurazione dei campi. Perciò in tali condizioni la misura del campo magnetico in un punto ci dà informazioni limitate: la misura del campo elettrico ci darà un altro elemento di informazione. E' impossibile prevedere a priori le relazioni tra le due misure.
Invece in campo remoto la misura del campo elettrico ci permette di conoscere anche l'intensità del campo magnetico, semplicemente dividendola per 377. Questo coefficiente è , espresso in ohm, il valore dell'impedenza del vuoto o "impedenza d'onda". Non solo, ma le relazioni tra le direzioni dei due campi e la direzione di propagazione sono note a priori, essendo le tre direzioni mutuamente perpendicolari in campo remoto (onda TEM, cioè trasversale elettromagnetica). Infine per onde irradiate da un dipolo le due componenti sono in fase: ciò permette di ottenere da una unica misura anche il flusso di potenza che attraversa una superficie unitaria detto anche "densità di flusso di potenza". Ad esempio conoscendo l'intensità di campo E (in volt/m) si può ricavare il flusso di potenza unitario p (in watt/m^2)

$$p = \frac{E^2}{Z_0}$$

In molti testi di fisica questa relazione è ripor-

tata con il coefficiente 1/2 : non si tratta di un errore ma di una diversa convenzione. Infatti nei testi scientifici di solito si considerano i valori di picco delle grandezze oscillanti, mentre nei testi applicativi è più comodo usare il valore efficace che, come è noto, per grandezze sinusoidali vale il valore di picco diviso per radice di due. Poichè ovviamente radice di due al quadrato è uguale a due, il conto torna.
Anche dalla misura del campo magnetico si può ricavare il flusso di potenza in campo remoto

$$p = Z_0 H^2$$

Invece in campo prossimo non solo non si possono usare tali formule ma anche l'applicazione della relazione $p = E.H$ può portare a forti errori dato che nell'effettuare separatamente le misure di E e di H non si tiene conto delle fasi. Anzi in campo prossimo non ha nemmeno molto senso parlare di flusso di potenza: questo viene però fatto in modo "convenzionale" specialmente dagli Americani. Dovremo perciò tornare su questo argomento parlando sia degli strumenti di misura che delle norme di sicurezza.
Riassumendo quanto detto si può affermare:

1 - a distanze dal dipolo elementare piccole rispetto a λ il campo elettrico e il campo magnetico hanno direzione, fase e intensita' difficilmente prevedibili e di complessa misurazione anche in casi semplici;
2 - a distanze dal dipolo grandi rispetto a λ si può conoscere l'intera situazione nell'intorno di un punto con una singola misura di campo elettrico in quel punto;
3 - il dipolo elementare è una antenna direttiva che, a distanza, irradia massimamente nel suo piano mediano e non irradia lungo l'asse.

2.2
Antenna isotropica.

Se anche una antenna elementare è direttiva ci si può chiedere se esistano antenne non direttive. Una ipotetica antenna non direttiva viene chiamata "isotropica": tale antenna è irrealizzabile ma nonostante ciò viene considerata come "antenna di riferimento" per calcolare la direttività, e il guadagno di potenza che ne consegue, delle antenne reali. Ovviamente solo nei calcoli è possibile usare l'antenna isotropica: nelle misure sperimentali è necessario usare una antenna di riferimento reale, direttiva (anche se poco) e di guadagno noto. L'antenna reale che si avvicina di più come proprietà all'antenna isotropica é la "turnstile" formata da due dipoli incrociati e sfasati di 90°. Viene usata nei satelliti artificiali più semplici.
Un vantaggio dell'uso (ideale) dell'antenna isotropica consiste nella possibilità di risolvere molti problemi pratici facendo ricorso a semplici considerazioni, quale la conservazione dell'energia, anzichè alle più complesse relazioni matematiche necessarie per l'applicazione pratica delle equazioni di Maxwell. Supponiamo ad esempio che un generatore di corrente alternata applichi ad una antenna isotropica isolata nello spazio vuoto una potenza P e che non vi siano fenomeni dissipativi in grado di trasformare in calore tale potenza. L'antenna sarà perciò costretta ad irradiare tutta la potenza P sotto forma di onde elettromagnetiche. Nella realtà un caso esattamente uguale a questo è irrealizzabile, ma può essere simulato con buona approssimazione. Sia il punto O in cui si trova l'antenna il centro di una sfera di raggio R sulla cui superficie consideriamo una calotta di area unitaria (figura 2.2.1). Il flusso di potenza attraverso questa calotta sarà dato da

$$p = \frac{P}{4 \pi R^2}$$

Questo valore è indipendente da λ purchè abbastanza piccola rispetto ad R. Dal valore del flusso attraverso la superficie unitaria (in watt/m^2) si può risalire all'intensità di campo elettrico mediante la:

$$E = \sqrt{p Z_0} = \sqrt{\frac{P Z_0}{4 \pi R^2}}$$

Il campo magnetico sarà:

$$H = \frac{E}{Z_0} = \sqrt{\frac{P}{4 \pi R^2 Z_0}}$$

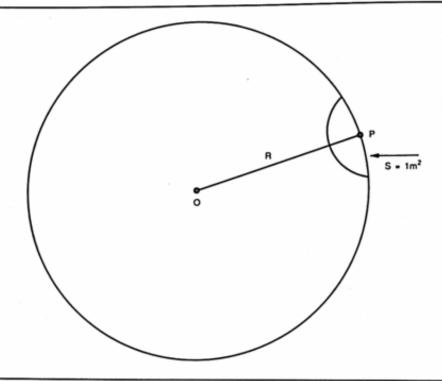



Fig. 2.2.1

Densità di flusso di potenza prodotto da una antenna isotropica.

Con le opportune cautele queste formule potranno essere applicate alle antenne reali direttive semplicemente moltiplicando, per la direzione di massima direttività, il valore di p per il guadagno G dell'antenna oppure moltiplicando E oppure H per $\sqrt{G}$.

2.3
Antenne direttive.

Come già detto le antenne reali sono tutte direttive, ciò significa che il flusso di potenza misurato su una qualsiasi calotta di superficie unitaria della sfera avente raggio R qualsiasi avrà valore diverso a seconda della particolare calotta scelta, o meglio della direzione della sua congiungente con O rispetto agli assi geometrici dell'antenna. Se l'antenna è rettilinea, come il dipolo elementare già considerato, quello che conta è solo l'angolo θ, mentre la situazione non varia se si fa ruotare la calotta considerata attorno all'asse dell'antenna. Se invece l'antenna è di tipo diverso il flusso misurato potrà essere funzione di due angoli di rotazione attorno a due assi perpendicolari. Una antenna direttiva ha sempre almeno una direzione di massima radiazione, quella in cui il flusso è uguale a quello di una antenna isotropica moltiplicato per il guadagno G. Poichè però il flusso totale di potenza attraverso la sfera (anzi, attraverso qualunque superficie chiusa che contenga O) deve essere uguale a P, se in una direzione la densità di flusso aumenta ci deve essere per compenso almeno una direzione in cui il flusso diminuisce. Solo qualche truffaldina pubblicità promette antenne omnidirezionali .... ad alto guadagno! Chi riuscisse a farle avrebbe inventato il moto perpetuo.
Di solito le antenne hanno una direzione di massimo assoluto (lobo principale) da cui si passa a direzioni di minima radiazione (zeri) e poi ad altri massimi relativi (lobi secondari). I lobi principali possono essere anche più di uno. I lobi secondari possono mancare in antenne molto semplici.
Il cono entro il quale la densità di flusso di potenza va dal massimo ad un valore uguale alla metà del massimo si chiama "angolo solido" del lobo principale. L'angolo solido si misura in "steradianti". Lo steradiante è l'angolo soli-

do di un cono col vertice al centro di una sfera di raggio unitario che intercetta una calotta di area unitaria. Tutta la sfera (che alcuni, per confondere le idee, chiamano essa pure "angolo solido") misura 4π steradianti. Perciò una antenna isotropica ha un lobo di 4π. Se una antenna direttiva ha un angolo solido del lobo principale uguale ad Ω, la sua direttività è

$$D = \frac{4\pi}{\Omega}$$

Per antenne fortemente direttive conviene usare i gradi quadrati: a 4π steradianti corrispondono circa 40000 gradi quadrati. Perciò si misura il fascio dell'antenna sui due piani perpendicolari contenenti rispettivamente il campo elettrico E e quello magnetico H, sempre considerando come limiti le direzioni in cui la densità del flusso di potenza è metà del massimo, ottenendo due valori θ_E e θ_H. Facendone il prodotto e dividendo 40000 per esso si ottiene con ragionevole approssimazione il valore della direttività

$$D \approx \frac{40000}{\theta_E \ \theta_H}$$

Possiamo ora domandarci che relazione c'è tra la direttività D e il guadagno G. In una situazione ideale i numeri che li rappresentano potrebbero coincidere: ciò avverrebbe se non esistessero lobi secondari e se l'unico lobo principale avesse densità di flusso costante al suo interno e nulla all'esterno. Poichè i lobi secondari sono quasi sempre presenti e la seconda condizione non è mai verificata ci si deve aspettare che G sia minore di D. Per una discreta antenna una stima approssimativa porta a $G=\frac{D}{2}$.

Un metodo approssimato per ricavare il guadagno di antenna dalle sue misure geometriche è indicato nel capitolo 6.
Queste considerazioni, anche se approssimate, saranno molto utili per stimare i rischi connessi con la vicinanza ad antenne trasmittenti e per introdurre alcuni metodi di calibrazione delle sonde. Sarà bene però, per non restare troppo nel generico, descrivere alcuni tipi di antenne direttive di largo impiego.
Anche se le antenne possono essere basate su dipoli, spire, fessure (slot) o trombe (horn) la maggior parte di esse è derivata dal dipolo. Non però dal dipolo elementare di lunghezza piccola rispetto a λ perchè è difficile far percorrere un dipolo "corto" da una intensa corrente senza forti perdite di potenza. Va infatti considerato a questo proposito una grandezza, la "resistenza di radiazione", che abbiamo sino ad ora volutamente trascurato.
La potenza applicata ad una antenna viene in gran parte irradiata come onda elettromagnetica e solo in piccola parte trasformata in calore: ma il generatore che fornisce la potenza non è in grado di distinguere tra le due componenti. In termini non "antropomorfi" si può dire che con misure di tensione e corrente eseguite all'interfaccia tra generatore e antenna non è possibile capire quanta potenza viene dissipata e quanta irradiata. Si può perciò supporre che l'antenna contenga una resistenza responsabile della dissipazione della intera potenza. Sappiamo però che questa è formata in realtà da due componenti, una è una resistenza "vera" e l'altra è una resistenza "fittizia" che chiamiamo resistenza di radiazione.
In realtà la situazione è più complicata perchè la corrente e la tensione applicate all'antenna non sempre risultano in fase. Perciò l'antenna è "vista" dal generatore non come una semplice resistenza ma come una impedenza avente una componente reattiva, che può essere capacitiva o induttiva.

Il dipolo corto viene visto dal generatore come una piccola resistenza in serie ad un piccolo condensatore, avente una forte reattanza capacitiva. Poichè il trasferimento ottimale di energia si ha quando il generatore e il carico sono adattati, cioè hanno impedenze "coniugate" con la parte resistiva uguale e quelle reattive opposte, si dovrebbe usare un generatore avente impedenza di uscita formata da una piccola resistenza e una grande induttanza. Di solito il generatore ha una impedenza di uscita quasi interamente resistiva con valore di alcune decine di ohm. Si possono adattare le due impedenze mediante appositi circuiti, ma questi circuiti hanno due inconvenienti: dissipano energia e funzionano bene su una limitata banda di frequenza. E' perciò conveniente cercare di usare antenne che abbiano una impedenza il più possibile vicina a quella del generatore. Una antenna ideale a questo proposito è il "dipolo a mezz'onda" o "dipolo hertziano".
Già dagli esperimenti di Hertz, circa cento anni

fa, risulta che un filo isolato lungo L entra in risonanza con un'onda elettromagnetica di lunghezza λ quando $L = \lambda / 2$.
La risonanza si può spiegare facilmente col fatto che un'onda che si propaga lungo il filo partendo da una estremità, incontrando l'altra estremità isolata è costretta a tornare indietro. Se essa torna al punto di partenza dopo aver percorso una lunghezza d'onda ha la stessa fase: l'onda perciò interferisce "costruttivamente" con se stessa e si rinforza. In realtà la velocità dell'onda è leggermente più bassa della velocità della luce a causa del fatto che una parte dell'energia viene irradiata, e perciò la risonanza non si ottiene esattamente per $L = \lambda / 2$ ma pressapoco per $L = \lambda / 2{,}1$. Tuttavia l'antenna viene chiamata "a mezz'onda".
Il vantaggio pratico del dipolo a mezz'onda risonante è costituito dal fatto che se lo si interrompe al centro e si misura l'impedenza ai due morsetti così ottenuti (figura 2.3.1) si trova che tale impedenza è una pura resistenza di circa 72 ohm. Per frequenze che differiscono da quella di risonanza di pochi punti percentuali si riscontra una certa reattanza che però può essere trascurata o compensata senza introdurre perdite apprezzabili. Poichè la resistenza propria del conduttore costituente l'antenna è di solito bassissima, in questo caso l'impedenza di antenna coincide con la resistenza di radiazione, avente un valore facilmente adattabile alla impedenza del generatore.

Se il dipolo a mezz'onda ha il vantaggio di una semplice costruzione e di una elevata efficienza grazie alle piccolissime perdite proprie e del sistema di adattamento, ha però una direttività di pochissimo superiore a quella del dipolo elementare. Se si desidera una maggiore direttività ed un maggiore guadagno si dovrà ricorrere ad antenne più complesse, che spesso usano il dipolo a mezz'onda come elemento di base. Anche se si vuole una antenna meno direttiva del dipolo si dovrà ricorrere ad una antenna complessa, formata di solito da due dipoli incrociati. Tale antenna chiamata "turnstile" viene impiegata nei satelliti artificiali più semplici ed é quella che più si avvicina alle caratteristiche dell'antenna isotropica.
Per ottenere una antenna ad elevata direttività si possono: a) combinare tra loro più antenne a dipolo, b) usare dei riflettori capaci di focalizzare l'onda irradiata da un dipolo.

2.4
Antenne collineari.

Molti trasmettitori FM privati usano un tipo di antenna direttiva ma "omnidirezionale". Ciò può sembrare una contraddizione: non lo è se si considera che tale antenna è direttiva solo nel piano verticale, mentre è omnidirezionale nel piano orizzontale. Tale antenna è formata da alcuni dipoli, da due a otto, incolonnati verticalmente, perciò viene chiamata "collineare". I dipoli possono assumere diverse forme, sempli-

Fig. 2.4.1
Diagramma proprio di un dipolo costituente una antenna collineare a due dipoli.

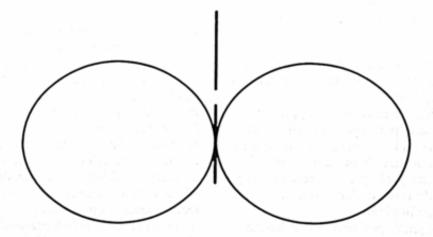
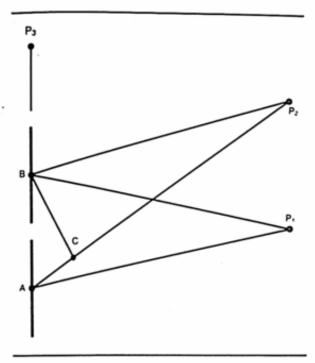



Fig. 2.4.2

Nel punto P_1 le onde sono in fase essendo $\overline{AP_1} = \overline{BP_1}$.

Nel punto P_2 le onde sono sfasate della quantità $\frac{\overline{AC}}{\lambda}$

ci, "ripiegati" o "coassiali"; possono essere collegati tra loro da linee ramificate oppure risonanti. Il principio di funzionamento è però sempre lo stesso: ogni dipolo irradia una frazione della potenza disponibile secondo il diagramma di direttività che gli è proprio. Pero' in tutte le direzioni comprese nel piano orizzontale le onde irradiate viaggiano in fase tra loro, mentre nelle altre direzioni si riscontra un certo sfasamento. Le onde in fase si rinforzano al massimo, mentre quelle sfasate o si rinforzano meno oppure si indeboliscono o addirittura si annullano. Nelle figure 2.4.1 / 2 / 3 questa situazione è rappresentata graficamente. Poichè per semplicità si è rappresentata una collineare a due elementi l'opposizione di fase si ottiene solo lungo l'asse dell'antenna, dove il segnale sarebbe nullo anche per un solo dipolo. Se però i dipoli sono più di due lo "zero" del diagramma si incontra prima di raggiungere l'asse. In questo caso il lobo si stringe ulteriormente ma nascono "lobi secondari", più deboli.
Da un punto di vista protezionistico interessano soprattutto i lobi secondari rivolti verso il basso perchè, se l'antenna è posta su un palo abbastanza alto, il fascio principale non può colpire nessuna abitazione vicina. Come si vedrà negli esempi applicativi dell'ultimo capitolo, anche per trasmettitori di notevole potenza la zona di rischio si estende per poche decine di metri nella direzione del lobo principale e ancora meno nella direzione dei lobi secondari.

Fig. 2.4.3

Diagramma complessivo della antenna collineare.

2.5
Antenne a schiera.

Le antenne a schiera o "array" funzionano sullo stesso principio delle collineari ma applicato in due direzioni perpendicolari. La più semplice antenna a schiera è formata da quattro dipoli come in figura 2.5.1. Tale antenna ha un diagramma di radiazione formato da due lobi. Si

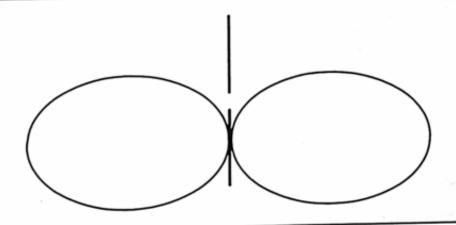
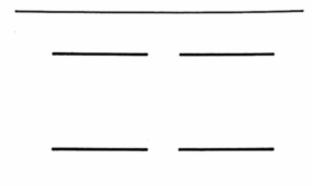



Fig. 2.5.1

Antenna a schiera a 4 elementi.

noti che nel caso della collineare sulla carta sembrava che ci fossero due lobi che in realtà erano le intersezioni col piano della figura dell'unico lobo di forma toroidale. Invece ora si tratta di due lobi a forma di clava, non molto stretti se si usano solo quattro elementi. Gli elementi possono essere anche molti, però la difficoltà ad alimentarli con la giusta fase aumenta. Si può eliminare un lobo, aumentando di circa tre volte il guadagno dell'unico rimasto, mettendo una rete metallica, che fa da riflettore, parallelamente al piano dei dipoli. La distanza ottimale tra il riflettore e i dipoli è di circa un quarto di lunghezza d'onda.
Antenne a schiera di questo tipo sono spesso usate nei trasmettitori TV. Se l'antenna deve irradiare solo verso una certa zona si usa una sola antenna a schiera. Se si vuole irradiare in tutte le direzioni se ne mettono più, ad esempio quattro, ripartendo la potenza nel modo più opportuno. I dipoli delle antenne TV sono generalmente orizzontali, perchè si ritiene che la polarizzazione orizzontale venga meno disturbata da ostacoli e interferenze; ne esistono però anche alcune con dipoli verticali.
Per le antenne a schiera valgono le stesse considerazioni fatte per le collineari per quel che riguarda i rischi. Le schiere a quattro elementi messi "in quadrato" non hanno lobi secondari.

2.6
Antenne Yagi.

Le antenne Yagi, che prendono il nome dal Giapponese che le inventò negli anni '30, sono formate da tre o più dipoli posti in un piano orizzontale (figura 2.6.1). A differenza delle antenne a schiera i vari elementi non sono uguali tra loro ed uno solo di essi, il "radiatore", è alimentato, cioè connesso al trasmettitore o al ricevitore. Gli altri elementi vengono perciò detti "parassiti": ciò però non significa che siano dannosi! Infatti gli elementi parassiti assorbono sì una parte della potenza emessa dal radiatore, ma la riemettono con la giusta fase in una particolare direzione che è contenuta nel piano dei dipoli e perpendicolare agli stessi. Il lobo principale è unico perchè la diversa lunghezza degli elementi stabilisce un verso preferenziale. Di solito il "lobo posteriore" ha guadagno vicino all'unità, mentre il lobo principale può avere guadagno variabile da 4 a 40 a seconda del numero degli elementi. Se gli elementi sono molti vi sono anche "lobi laterali" con guadagno minore di uno.
Le Yagi di solito sono costituite oltre che dal radiatore, lungo circa λ / 2,1 , dal riflettore lungo circa λ / 2 e da uno o più, sino a 20, "direttori" lunghi circa λ / 2,2 o meno. Le differenti lunghezze determinano diverse frequenze di risonanza e per conseguenza i diversi sfasamenti necessari ad ottenere la massima direttività. La spaziatura tra gli elementi varia da λ/ 5 a λ / 7 . Gli elementi parassiti possono essere fissati al centro ad un sostegno metallico detto "culla" o "boom" senza isolatori poichè il centro dei dipoli é a potenziale zero. Anche il ra-

Fig. 2.6.1

Antenna Yagi a 5 elementi.

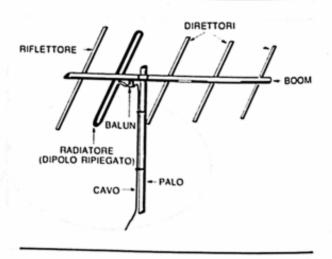
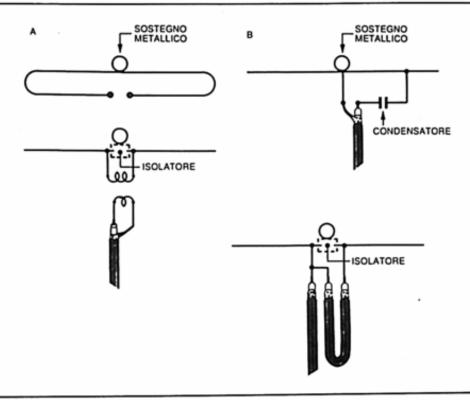



Fig. 2.6.2

Dipoli: A) ripiegato;
B) a gamma;
C) con balun a trasformatore;
D) con balun a mezz'onda.

diatore può toccare il boom al centro se è del tipo "ripiegato" o a "gamma" mentre deve essere sostenuto da isolatori se è un semplice dipolo alimentato da un "balun" formato da un trasformatore bilanciato-sbilanciato (vedi figura 2.6.2) oppure da un balun a mezz'onda. Questo è un ricciolo di cavo coassiale lungo mezza lunghezza d'onda moltiplicata per il "fattore di velocità" del cavo, che è 0,66 per il politene e circa 0,8 per la spugna di politene.

Le antenne Yagi sono usate principalmente per la ricezione TV, ma anche per trasmettitori HF e VHF di radioamatori o professionali. In questi ultimi casi la potenza trasmessa può raggiungere il chilowatt e, poichè il guadagno può essere di alcune decine di volte, la concentrazione di potenza è notevole. Tuttavia una corretta installazione assicura sempre che il fascio principale sia puntato al di sopra di edifici vicini: se non per ragioni di sicurezza ciò viene fatto per ragioni di economia. Infatti non avrebbe senso usare un trasmettitore potente ed una antenna fortemente direttiva, entrambi alquanto costosi, per poi dissipare su ostacoli vicini buona parte dell'energia emessa.

2.7
Antenne paraboliche.

Una categoria di antenne direttive basata su principi in parte diversi dalle antenne a elementi multipli è costituita dalle antenne a riflettore "ottico". Si tratta di antenne il cui funzionamento approssimato può essere spiegato con i metodi della cosiddetta "ottica geometrica", cioè quel capitolo dell'ottica in cui si prescinde dal fatto che la luce sia costituita da un'onda, e in particolare della "catottrica", cioè lo studio delle proprietà degli specchi. Abbiamo detto principi in parte diversi: infatti i risultati dell'ottica geometrica non sono mai esatti. Si avvicinano tanto più alla realtà, rappresentata dall'ottica ondulatoria, quanto più è grande l'"apertura" dei sistemi ottici rispetto alla lunghezza d'onda. Poichè le onde usate nei casi

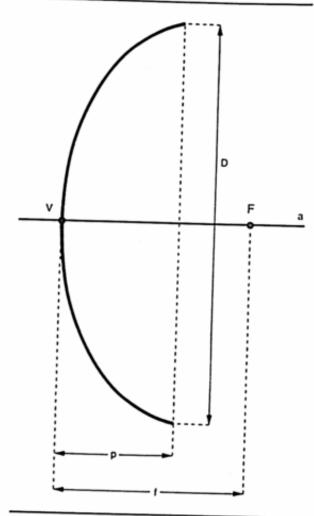



Fig. 2.7.1

Parabola: V é il vertice, F il fuoco, a l'asse, D il diametro, p la profondità, f la distanza focale.

che ci interessano vanno dal centimetro al metro e le dimensioni degli specchi vanno dal metro alla decina di metri, lo studio geometrico dà una indicazione di massima sul funzionamento, ma per ottenere una elevata precisione per quanto riguarda il fascio principale e ancora più i lobi secondari si deve tener conto della natura ondulatoria della radiazione.
Con queste cautele esaminiamo il comportamento ottico di un paraboloide di rotazione, che vediamo in figura 2.7.1 rappresentato dalla sua intersezione con un piano contenente l'asse; essa è ovviamente una parabola. Questa è caratterizzata principalmente da due punti, il "vertice" ed il "fuoco", dalla "apertura" o "diametro alla bocca", dalla "profondità" e dall'asse. Le proprietà della parabola che ci interessano si possono così riassumere.

a) Un raggio passante per il fuoco e che colpisce la parabola viene riflesso parallelamente all'asse.
b) Se A e C sono due punti qualsiasi sulla bocca della parabola e B e D i punti della parabola in cui cadono raggi paralleli all'asse passanti per A e C, si ha sempre $\overline{AB} + \overline{BF} = \overline{CD} + \overline{DF}$.

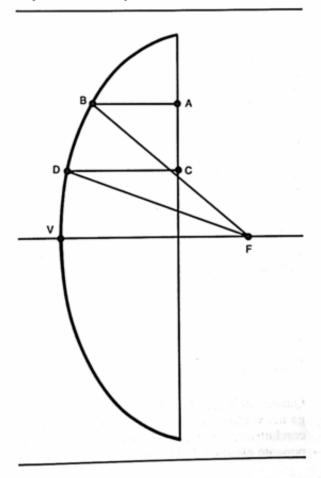
La prima proprietà sarebbe, nell'approssimazione geometrica, sufficiente a giustificare le proprietà direzionali del paraboloide. La seconda proprietà ci assicura che anche nella realtà ondulatoria le proprietà direzionali sono conservate in buona parte: infatti la radiazione che parte da F, dopo essere stata riflessa, raggiunge il piano della bocca con la stessa fase. Perciò l'"onda sferica" uscente da F è trasformata in un'onda piana che si propaga senza sparpagliarsi e quindi senza attenuarsi. Il punto debole è però il fenomeno della "diffrazione": l'onda è piana ma non infinita, perciò in realtà i raggi non sono esattamente paralleli ma hanno una divergenza tanto più grande quanto più grande è λ / D. La formula approssimata 70 λ/D ci dà tale divergenza in gradi. Ad esempio una antenna a paraboloide da 1 metro di diametro usata a 3 cm di lunghezza d'onda ha il lobo principale largo circa due gradi.
In una antenna parabolica reale ci sono vari fenomeni, oltre alla diffrazione, che contribuiscono a sparpagliare una parte della potenza trasmessa; i principali sono lo "spillamento", il "bloccaggio", e gli errori di costruzione o le deformazioni della superficie parabolica. Lo spillamento consiste nel fatto che non tutta la potenza emessa nel fuoco dal cosiddetto "illuminatore" colpisce il paraboloide, il bloccaggio dal fatto che una parte della potenza riflessa cade nuovamente sull'illuminatore. La riduzione contemporanea dei due effetti richiede faticosi compromessi nel rapporto tra profondità e diametro del paraboloide e le dimensioni dell'illuminatore che vanno ottimizzati caso per caso. Gli errori di costruzione e le deformazioni sono invece legati a problemi di tipo economico: una antenna precisa e rigida è ovviamente migliore di una imprecisa e deformabile, ma costa di più!
Esistono antenne con riflettore parabolico di forma non rotonda: possono essere cilindri parabolici oppure "pezzi" di paraboloide rotondo.

Nel primo caso anzichè un fuoco c'è una linea focale, occupata da una serie di illuminatori a dipolo o a fessura. Nel secondo caso il fuoco è un punto, ma si trova fuori dall'apertura (offset).
Antenne paraboliche sono molto usate per le telecomunicazioni sia per ponte radio che via satellite. Inoltre sono usate in quasi tutti i tipi di radar.
Le antenne dei ponti radio, di solito con diametro da uno a quattro metri, spaventano un po' la gente per il loro aspetto poderoso, ma sono del tutto innocue perchè la potenza trasmessa non supera, o supera di poco, il watt. Molto superiori possono essere le potenze usate per il collegamento all'insù (up-link) con i satelliti stazionari, ma in questo caso le antenne sono puntate a 30° ÷ 40° sull'orizzonte e il fascio non può toccare zone abitate.
I radar possono dare luogo a preoccupazioni più giustificate: si deve verificare caso per caso, in base alla potenza trasmessa ed alle caratteristiche dell'antenna, il verificarsi di condizioni di pericolo. Anche in questo caso un eccessivo allarmismo è però fuori luogo: il rischio maggiore lo corre il personale addetto all'uso del radar, che dovrebbe essere adeguatamente istruito sulle precauzioni necessarie per evitare danni. A distanza di poche centinaia di metri per i radar più potenti e di poche decine per i minori, la densità di flusso è già al di sotto dei limiti di sicurezza.

2.8
Propagazione delle onde radio.

Dopo aver esaminato le principali modalità di emissione delle onde radio (almeno di quelle volontarie, su quelle accidentali torneremo nelle applicazioni) vediamo ora come si comportano le onde nella loro propagazione.
Nello spazio vuoto tutte le onde elettromagnetiche si comportano in modo assai semplice: viaggiano in linea retta alla velocità di 300.000.000 di metri al secondo, trasportando una potenza in watt per metro quadrato uguale al prodotto del campo elettrico in V/m per il campo magnetico in A/m, entrambi in valore efficace, e il rapporto tra campo elettrico e campo magnetico è uguale a 377 ohm. Come già detto queste proprietà sono valide a distanza dalla sorgente parecchio maggiore di λ: precisiamo però che per sorgenti si devono intendere non solo quelle primarie, ma anche eventuali sorgenti secondarie che possono assorbire energia dall'onda e poi reirradiarla. Ne abbiamo già visto un esempio negli elementi parassiti delle antenne Yagi: non è necessario però che le sorgenti secondarie siano risonanti. Qualunque discontinuità nelle proprietà elettriche dello spazio attraversato influisce sulla propagazione dell'onda. Perciò il cammino rettilineo avviene solo nel vuoto o in un mezzo "omogeneo" in cui le tre proprietà elettriche, "costante dielettrica" ε , "permeabilità magnetica" μ e "conduttività" sono uguali in ogni punto. Nel vuoto queste condizioni sono soddisfatte perché la conduttività è nulla, la "costante dielettrica" è veramente costante ed è $\varepsilon_0 = 8{,}86 \times 10^{-12}$ farad per metro, la permeabilità magnetica è $\mu_0 = 1{,}26 \times 10^{-6}$ henry per

Fig. 2.7.2

Proprietà ottiche della parabola.

metro. Nell'aria atmosferica la costante dielettrica relativa $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ varia con la umidità e la densità, pur mantenendosi sempre di pochissimo superiore ad 1. Perciò la propagazione è in pratica rettilinea su piccola scala, mentre si riscontrano deviazioni apprezzabili sulle decine di chilometri. Per questa ragione gli oggetti vicini all'orizzonte sembrano più in alto di quanto siano realmente.

Questi effetti di rifrazione atmosferica interessano le telecomunicazioni a microonde e l'astronomia, ma sono trascurabili dal punto di vista protezionistico. Tutt'altro che trascurabili sono invece gli effetti causati dalla presenza di materiali le cui proprietà elettriche si discostano sensibilmente da quelle del vuoto.

In generale quando un'onda che si propaga in un mezzo avente certe caratteristiche incontra la superficie di separazione con un mezzo diverso si divide in due componenti, una delle quali viene riflessa e l'altra trasmessa o "rifratta". La componente rifratta può essere in tutto o in parte assorbita a seconda delle caratteristiche del mezzo e del suo spessore.

I materiali con cui abbiamo comunemente a che fare hanno proprietà elettriche le più disparate, perciò il comportamento delle onde potrà variare enormemente. Ad esempio i metalli hanno una alta conduttività e perciò riflettono quasi interamente le onde, sia radio che luminose. I materiali altamente isolanti come il vetro e le sostanze plastiche sono sempre trasparenti alle onde radio, pur riflettendo una parte delle onde incidenti a causa della loro costante dielettrica sensibilmente superiore a quella dell'aria. Materiali aventi una conduttività discreta ed elevata costante dielettrica, come tutte le sostanze contenenti acqua, riflettono parte dell'onda e parte la lasciano passare, assorbendone però una frazione notevole. Analizzeremo separatamente questi fenomeni cominciando dalla riflessione.

2.9
Riflessione.

Quando un'onda elettromagnetica che si propaga nel vuoto o nell'aria incontra una superficie conduttrice, come quella di un metallo, la componente elettrica dell'oscillazione provoca uno spostamento delle cariche elettriche libere e questo spostamento a sua volta provoca una oscillazione del campo elettrico che genera una nuova onda. Le relazioni di fase tra la componente elettrica e quella magnetica sono tali che la nuova onda si propaga in direzione opposta a quella incidente. Se la superficie conduttrice è piana e se la direzione di "incidenza" è perpendicolare a tale superficie, l'onda riflessa ripercorre all'indietro la strada dell'onda incidente. Se invece l'onda incide con un certo angolo rispetto alla perpendicolare la si può considerare formata da una componente "normale" che si comporta come già detto ed una "tangenziale", che sfiora la superficie senza interagire, e che perciò non viene deviata. La ricomposizione della prima componente invertita e della seconda invariata ci dà l'onda riflessa secondo le note leggi di Cartesio:

a) l'angolo di riflessione è uguale all'angolo di incidenza;
b) le direzioni di incidenza e riflessione e la perpendicolare alla superficie nel punto di riflessione giacciono nello stesso piano.

Anche quando l'onda colpisce una superficie non metallica si ha una riflessione causata dalla variazione di impedenza del mezzo. Per i corpi isolanti l'impedenza è uguale all'impedenza del vuoto divisa per la radice quadrata della "costante dielettrica relativa"

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon/\varepsilon_0}}$$

In questo caso però non tutta l'energia dell'onda viene riflessa, ma solo una percentuale che aumenta con l'angolo di incidenza e con la $\sqrt{\varepsilon_r}$. Tale angolo va sempre misurato rispetto alla perpendicolare alla superficie. Se invece l'onda passa da un mezzo con ε_M maggiore ad un mezzo con ε_m minore, la riflessione diviene "totale" se l'angolo di incidenza supera l'angolo "limite". Questo è l'angolo il cui seno è uguale alla radice quadrata del rapporto tra la costante dielettrica minore e la maggiore:

$$\theta = \text{arcsen} \sqrt{\frac{\varepsilon_m}{\varepsilon_M}}$$

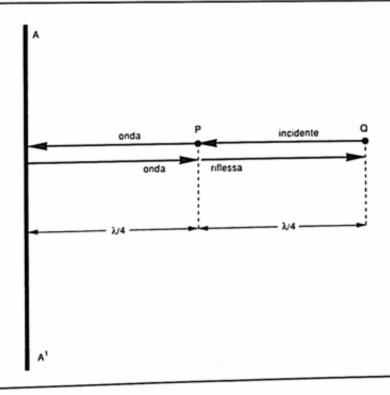
Si noti che in ottica $\sqrt{\varepsilon_r}$ viene di solito chiamato "indice di rifrazione" e che nelle applicazio-

ni dei cavi coassiali $1/\sqrt{\varepsilon_R}$ viene chiamato "fattore di velocità".
Si ricordi anche che quanto detto vale solo se $\mu_r = 1$, cioè se la permeabilità magnetica del materiale μ è uguale a quella del vuoto μ_0. Ciò è vero per tutti i materiali isolanti comunemente usati salvo le "ferriti", cioè ossidi o sali di ferro con particolari proprietà magnetiche.
Si può riassumere dicendo che in pratica la riflessione dell'onda è totale quando essa incide:

1) su una superficie metallica con qualsiasi angolo;
2) sulla superficie di separazione tra un mezzo a maggiore costante dielettrica ed uno a minore costante dielettrica, se l'angolo di incidenza supera l'angolo limite.

La riflessione è parziale in tutti gli altri casi, ma è molto forte quando l'incidenza è quasi "radente" e quando il rapporto tra le due costanti dielettriche è elevato.
Abbiamo sinora considerato corpi quasi perfettamente conduttori o quasi perfettamente isolanti. Tra i primi sono tutti i metalli, tra i secondi i gas, molte sostanze minerali (vetro, mica, quarzo) od organiche (paraffine, polistirolo, polietilene, teflon). Vi sono però molte sostanze che conducono assai meno dei metalli ma in modo apprezzabile: l'acqua impura e molte sostanze che la contengono come il legno, il terreno e il nostro stesso corpo; inoltre varie forme di carbone, come la grafite, il nerofumo, ecc. . Vi sono anche sostanze che sono ottimi isolanti per la corrente continua, ma che dissipano energia quando sono poste in un campo elettrico oscillante: ad esempio la bakelite, il plexiglass, la gomma, ecc. . Tutte queste sostanze riflettono parzialmente le onde con proprietà intermedie tra i metalli e gli isolanti perfetti, ma dissipano una parte dell'energia che si propaga al loro interno. Di questo parleremo nel seguito: vediamo ora alcune conseguenze della riflessione.
Uno dei fenomeni più vistosi che si hanno a causa della riflessione è la formazione delle "onde stazionarie". Vediamo ad esempio in figura 2.9.1 un caso assai semplice: un'onda elettromagnetica proveniente da destra la cui direzione è contenuta nel piano di figura colpisce perpendicolarmente in I una superficie metallica piana la cui intersezione con la figura è A - A'. Essendo l'angolo di incidenza uguale a zero l'onda viene riflessa nella direzione di provenienza. L'onda riflessa e l'onda diretta

Fig. 2.9.1

Formazione di onde stazionarie per riflessione su uno specchio piano.

"interferiscono" lungo la retta IQ, cioè in ogni punto di essa il valore del campo elettrico è uguale alla somma dei valori dei campi corrispondenti alle due onde. Poiché tutta l'onda è stata riflessa i due campi hanno uguale intensità e il valore della somma sarà uguale al doppio nei punti in cui i campi sono in fase e sarà zero dove i campi sono in opposizione di fase. Se ora esaminiamo la situazione nel punto P che dista $\lambda/4$ da I, vediamo che l'onda riflessa per tornare a P ha subito tre sfasamenti parziali:

1) 90° dovuti al percorso di $\lambda/4$ da P ad I;
2) 90° dovuti al percorso di $\lambda/4$ da I a P;
3) 180° dovuti alla "inversione" che si ha nel punto di incidenza.

In totale si hanno 90° + 90° + 180° = 360° di sfasamento, perciò le due onde in P sono in fase e l'intensità di campo raddoppia.
L'inversione di 180° si spiega se si pensa che tangenzialmente alla superficie metallica il campo elettrico deve essere nullo perché la superficie di un conduttore deve essere equipotenziale. Pertanto localmente deve esistere un campo di polarità opposta a quella del campo prodotto dall'onda incidente per cancellarlo. Tale nuovo campo genera a sua volta l'onda riflessa con fase opposta a quella incidente. L'annullamento del campo elettrico a rigore vale solo in elettrostatica oppure per i "superconduttori", tuttavia l'unico effetto della leggera resistività dei metalli normali è un piccolo assorbimento di energia che, per buoni conduttori come il rame o l'alluminio, è quasi sempre trascurabile.

Andiamo ora a cercare il punto di zero: vediamo che nel punto Q agli sfasamenti precedenti si aggiungono altri due sfasamenti di 90° dovuti al doppio percorso supplementare $\overline{QP}$ e $\overline{PQ}$. Si avrà perciò uno sfasamento totale uguale a

$$90° + 90° + 180° + 90° + 90° = 360° + 180°$$

cioè una inversione di fase. Nel punto Q perciò il campo sarà nullo: se si tiene conto delle perdite nella riflessione e nell'eventuale indebolimento dell'onda dovuto allo sparpagliamento o divergenza, il campo non sarà proprio nullo ma molto piccolo. Risalendo all'indietro la retta IQ si incontreranno altri punti di massimo e minimo campo spaziati regolarmente di $\lambda/4$: i massimi e i minimi tenderanno però lentamente a livellarsi a causa dello sparpagliamento dell'onda. Questo fenomeno prende il nome di "onda stazionaria" non perché l'onda non si propaghi, ma per la posizione fissa dei massimi e dei minimi di intensità. Misurando lungo la IQ l'intensità di campo si ottiene "in funzione dello spazio" un andamento analogo a quello che si otterrebbe "in funzione del tempo" misurando il valore "istantaneo" del campo nel punto P.
Se invece di una superficie metallica consideriamo una superficie isolante o di un mediocre conduttore avremo ugualmente delle onde stazionarie ma con i massimi e i minimi meno marcati e con una posizione del primo massimo che potrà essere diversa da quella vista. La spaziatura tra i massimi e i minimi successivi sarà invece sempre di $\lambda/4$. Così pure si avranno onde stazionarie meno forti se la incidenza non è perpendicolare e se la superficie anziché piana è convessa. Se invece la superficie è concava si potranno avere effetti di "focalizzazione" con massimi anche molto intensi. La focalizzazione massima si ha con superfici a paraboloide, ma anche con curvature strane o con superfici spezzate da spigoli si possono avere effetti notevoli che possono anche creare pericoli dal punto di vista protezionistico.
Un'altra possibile causa di forti concentrazioni di energia è costituita dalle riflessioni multiple: in certi casi si possono creare delle "cavità risonanti" nelle quali l'energia immessa viene intrappolata e che presentano campi molto intensi nei punti di massimo. Fenomeni analoghi possono avvenire nelle "linee" di trasmissione di cui parleremo più avanti.
Dal punto di vista degli effetti biologici le onde stazionarie e le riflessioni multiple focalizzanti o risonanti costituiscono evidentemente un aggravio dei pericoli. I fenomeni di cui parliamo possono avvenire nell'ambiente circostante alle persone soggette a rischio a causa della presenza di oggetti metallici di notevoli dimensioni come armadi, macchine o parti strutturali degli edifici, oppure all'interno delle persone stesse per riflessioni che avvengono all'interfaccia tra tessuti con caratteristiche elettriche diverse. Il corpo umano è composto da tessuti ad alto contenuto d'acqua come i muscoli o a minor contenuto d'acqua come il grasso e le ossa. Data la altissima costante dielettrica dell'acqua si possono avere forti riflessioni multiple tra i diversi strati con conseguenti concentrazioni di energia.

2.10
Trasmissione e assorbimento.

Quando non tutta l'energia trasportata dall'onda viene riflessa, in pratica in tutti i casi in cui la superficie incontrata non sia metallica, l'onda penetra più o meno profondamente nel materiale. La profondità di penetrazione dipende dalla lunghezza d'onda, dalla conduttività del materiale e dal suo "fattore di perdita". In genere la profondità di penetrazione aumenta con l'aumentare di λ, cioè al diminuire della frequenza. Invece diminuisce all'aumentare della conduttività e del fattore di perdita. Materiali isolanti e con basso fattore di perdita (detto in gergo anche "tangendelta") sono praticamente trasparenti alle onde radio: come già detto fanno parte di questo gruppo di materiali l'aria, le paraffine, il polietilene, il vetro, la mica e alcune altre sostanze. Hanno un fattore di perdita più elevato, ma sono ancora quasi trasparenti altre sostanze come il polipropilene (Moplen), il metilmetacrilato (Plexiglass), la bakelite, il P.V.C., il legno secco. Assorbono molto di più i mattoni, il calcestruzzo, il legno verde e in genere tutti i materiali che contengono acqua.
Tra le sostanze che compongono il corpo umano assorbono molto i visceri, i muscoli e la pelle, meno le ossa e ancora meno il grasso.
La profondità di penetrazione non va intesa come un limite preciso: infatti l'onda che penetra in un materiale assorbente si indebolisce gradualmente, con legge esponenziale decrescente in un materiale omogeneo. Se ad esempio ad una certa lunghezza d'onda il primo strato di un centimetro assorbe metà della potenza, il successivo strato di un centimetro assorbirà metà di quella che resta, e così via, sicché in teoria non verrà mai assorbita tutta l'onda. Se si vuol definire esattamente la profondità di penetrazione si deve perciò fissare un valore convenzionale della attenuazione alla profondità considerata come limite. Di solito nelle trattazioni teoriche si pone tale limite quando l'onda è ridotta al 36% del valore iniziale. Per fini pratici si può stabilire però un limite del 50%, dell'1% o altri a seconda dei casi.

L'ordine di grandezza della profondità di penetrazione è di una frazione di lunghezza d'onda in materiali ad alto contenuto di acqua. Perciò nel corpo umano le microonde penetrano da qualche millimetro a qualche centimetro, mentre le onde corte (ad esempio con $\lambda = 11$ m come nella marconiterapia) la penetrazione è di molti centimetri. Per λ di molte decine di metri o addirittura chilometri il nostro corpo è quasi trasparente e assorbe perciò pochissima energia. Infatti la profondità di penetrazione è molto superiore alle dimensioni del nostro corpo e l'onda entra da una parte ed esce dall'altra.
Da un punto di vista protezionistico interessa anche l'assorbimento o la profondità di penetrazione in materiali che possono proteggere dall'esposizione alla radiofrequenza. Ad esempio una normale parete di mattoni è sufficiente a intercettare quasi completamente le microonde, ma non le onde corte o lunghe. Il vetro di una finestra o un infisso di legno attenuano sensibilmente ma non intercettano le microonde. Degli effetti schermanti di oggetti metallici parleremo nel seguito.

2.11
Propagazione guidata.

La "propagazione guidata" delle radioonde è un caso particolare di interazione tra l'onda e un oggetto materiale che si verifica quando tale oggetto ha forma allungata, cioè quando ha una dimensione molto maggiore delle altre due. La propagazione guidata può essere sostenuta anche da oggetti isolanti come le "guide dielettriche", le "guide di luce" e le "fibre ottiche". A parte le importanti applicazioni che queste ultime incontrano nelle telecomunicazioni, è però molto più frequente che le onde vengano guidate da oggetti conduttori, di solito metallici.
I dispositivi appositamente costruiti per guidare le onde si chiamano "linee di trasmissione" e possono essere di molti tipi, che descriveremo nel seguito. Vogliamo però subito far notare che le onde possono essere guidate "involontariamente" da molti oggetti costruiti per tutt'altro uso: tubi dell'acqua o del gas, travi metalliche o in cemento armato, grondaie, fili per stendere il bucato, eccetera. Questo è molto interessante dal punto di vista protezionistico: infatti la propagazione guidata può portare notevoli quantità di energia a radiofrequenza in punti relativamente distanti da una sorgente, con attenuazione molto minore di quella che si avrebbe nello spazio libero.

La propagazione guidata di solito avviene nella direzione dell'asse di un oggetto avente dimensioni e forma della sezione trasversale relativamente costanti. In tale oggetto, se metallico, l'onda induce delle correnti che, a loro volta, influiscono sull'onda favorendone la propagazione assiale e riducendo, se non impedendo, la propagazione radiale. Anche se la propagazione radiale è impedita, nelle vicinanze dell'oggetto che guida l'onda il campo elettrico può essere intenso e creare pericoli se la potenza che transita è elevata.

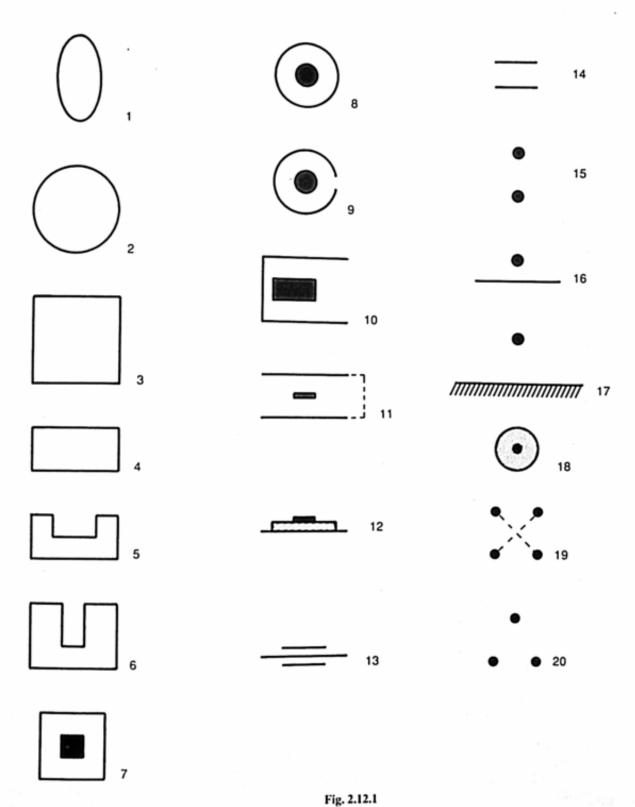
2.12
Linee di trasmissione.

Le linee di trasissione usate nelle telecomunicazioni e per gli usi industriali delle radiofrequenze possono prendere svariatissime forme. La conoscenza delle loro principali proprietà è necessaria per:

A) valutare i rischi connessi con il loro uso ad elevati livelli di potenza;
B) individuare eventuali linee involontarie costituite da elementi strutturali o impianti nei luoghi di possibile rischio.

Dopo quanto abbiamo detto della propagazione guidata delle onde elettromagnetiche dovrebbe essere evidente che l'unica caratteristica distintiva di una linea di trasmissione a radiofrequenza è la sua forma allungata. Mentre per trasportare potenza a corrente continua sono necessari due conduttori privi di interruzioni e isolati tra loro, per trasmettere potenza a radiofrequenza si possono in teoria usare linee di trasmissioni fatte di materiali isolanti. Ma anche limitandoci al caso più comune di linee di materiale conduttore, questo può prendere forme estremamente diverse che vanno da un tubo in cui la radiofrequenza circola all'interno ad un singolo filo in cui scorre corrente attorniata da un campo elettromagnetico che si estende indefinitamente. Tra un estremo e l'altro si individuano tante forme diverse che hanno nomi particolari e che trovano pratica utilizzazione in circostanze svariate. Nella figura 2.12.1 abbiamo tentato di mettere in progressione logica le forme della sezione trasversale di queste linee. Assegneremo ad ognuna di esse un nome; in alcuni casi metteremo in parentesi il nome inglese che spesso è più usato di quello italiano. Cercheremo di descriverne inoltre le principali caratteristiche tenendo in particolare considerazione gli aspetti protezionistici.

1- Guida d'onda ellittica. E' costituita da un tubo metallico, spesso corrugato a fisarmonica per renderlo flessibile. Viene usata per collegare trasmettitori a microonde ad antenne mobili, specialmente per usi militari o spaziali. Può trasmettere onde con polarizzazione elettrica secondo l'asse minore. Il campo resta interamente confinato all'interno del tubo metallico ed è quindi da escludere ogni pericolo per chi si avvicini alla guida.
2- Guida d'onda rotonda. Rispetto alla precedente ha il vantaggio di trasmettere onde comunque polarizzate, ma non è flessibile. E' usata prevalentemente in apparati scientifici o spaziali.
3- Guida d'onda quadrata. E' molto simile alla precedente.
4- Guida d'onda rettangolare.E' il tipo di guida più usato quando si desidera usare una sola polarizzazione. Si trova in ponti radio, radar e quasi tutti gli apparati a microonde non miniaturizzati.
5- Guida d'onda "crestata" (ridged). Rispetto alla precedente a parità di lunghezza d'onda risulta più piccola. Viene perciò usata in alcuni apparati al limite delle microonde. La cresta modifica la distribuzione del campo all'interno, concentrando maggiormente il campo elettrico nella parte centrale.
6- E' una guida crestata in cui la cresta è lunga più di $\lambda/4$. Non viene di solito usata ma la riportiamo come "anello di congiunzione" con le linee successive. Infatti la linea è ancora formata da un unico conduttore ma è come se l'estremità della cresta fosse isolata dalla parete esterna. Infatti un tratto di conduttore lungo $\lambda/4$ risuona come un circuito LC in parallelo e si comporta, alla sua frequenza di risonanza, come un "isolatore metallico".
7- E' equivalente alla precedente, ma qui l'estremità della cresta è veramente isolata e costituisce un nuovo conduttore posto nell'asse del tubo. Infatti prende il nome di "cavo coassiale".

Fig. 2.12.1

Sezioni trasversali di linee di trasmissione. I nomi corrispondenti sono indicati nel testo.

8- E' la forma più comune di cavo coassiale con i due conduttori a sezione circolare. La forma dei conduttori ha effetto sulla impedenza caratteristica e sulla attenuazione della linea, ma le proprietà generali di una linea coassiale restano simili per conduttori di qualsiasi forma, rotondi, quadrati o rettangolari. Ritorneremo nel seguito sul cavo coassiale che è il tipo di linea più usato.

9- Linea coassiale fessurata, che si comporta in modo poco diverso da una linea coassiale normale. Infatti la corrente scorre parallelamente all'asse e non viene disturbata dalla interruzione. Questo però è il primo tipo di linea che incontriamo in cui il campo elettromagnetico può uscire dal tubo, anche se in minima parte. Linee coassiali fessurate si usano esclusivamente in strumenti di misura.

10- Linea a "truogolo" (trough). E' una linea coassiale a sezione rettangolare in cui manca interamente una delle pareti. E' simile alla precedente ma il campo all'esterno non è del tutto trascurabile. E' usata in impianti di tipo particolare: ad esempio nel radiotelescopio "Croce del Nord" ce ne sono alcuni chilometri. Quando è usata per trasportare grandi potenze può presentare qualche pericolo nelle immediate vicinanze.

11- Linea a striscia (strip). Deriva dalla precedente sopprimendo un altro lato. I due lati restanti, detti "piani di terra", sono isolati tra loro ma vengono connessi insieme alle due estremità della linea. Il campo esterno rimane abbastanza basso purché la larghezza delle pareti esistenti sia sensibilmente maggiore di quelle mancanti e della larghezza del conduttore interno.

12- Linea a "microstriscia" (microstrip). In questa linea anche uno dei piani di terra è stato soppresso. Per limitare la dispersione del campo elettromagnetico i conduttori vengono avvicinati e tra loro viene interposto uno strato isolante con costante dielettrica relativa elevata, di solito da 3 a 10. Sono molto usate, ma all'interno di apparati a microonde miniaturizzati, perciò non presentano problemi di sicurezza. Vengono anche usate come linee di connessione in calcolatori elettronici veloci.

13- Linea a microstriscia "bilanciata" in cui sulle due facce del piano di terra si trovano due strisce che alla estremità della linea sono alimentate in "controfase". Linee di questo tipo non trovano applicazione pratica perché il piano di terra sarebbe perpendicolare al campo in un punto di potenziale zero. Perciò sarebbe inutile e lo si può omettere, passando al tipo 14.

14- Linea bilanciata, costituita da due conduttori di uguale sezione. Buona parte del campo elettromagnetico è confinato nelle vicinanze della linea, ma esiste anche una debole irradiazione che può diventare forte se qualche oggetto posto in vicinanza della linea ne altera la simmetria.

15- Linea bifilare, del tutto identica alla precedente come proprietà. Può essere "intrecciata" per mantenere meglio la simmetria e ridurre le irradiazioni. E' largamente usata per frequenze basse, ad esempio per distribuire l'energia elettrica a 220 volt e per le linee telefoniche urbane. Si usa talvolta anche per trasmettitori ad onde corte. Se percorsa da notevoli potenze a radiofrequenza non deve essere toccata, anche se ricoperta da una guaina isolante. Infatti il campo può essere forte nelle immediate vicinanze.

16- Linea "isolata in aria" o "sospesa". E' un filo metallico sottile posto ad una distanza da un piano di terra molto superiore al diametro del filo. In forma miniaturizzata è usato all'interno di apparati al limite delle microonde, usando la faccia di rame di un circuito stampato come piano di terra.

17- Linea unifilare. E' simile alla precedente ma di dimensioni molto maggiori. E' costituita da un filo isolato e da un piano di terra che può essere il terreno e/o tutti gli oggetti conduttori circostanti, comprese le eventuali persone. Questo tipo di linea irradia fortemente e, se percorsa da potenze notevoli, costituisce un grave pericolo per la salute di chi si trovi nelle sue vicinanze. Non dovrebbe mai essere usata, ma la pratica insegna che invece si trova abbastanza frequentemente in apparati industriali, di telecomunicazioni e persino medicali.

18- Linea "G". E' un particolare tipo di linea unifilare in cui un grosso manicotto isolante intorno al conduttore provoca una concentrazione del campo elettrico, riducendo l'irradiazione. Era un tempo usata per impianti collettivi di ricezione TV.

19-Linea quadrifilare, derivata dalla 15. I conduttori opposti sono connessi alle estremità della linea. Irradia meno della linea bifilare perché mantiene meglio la simmetria.

20-Terna trifase. Non è usata per la radiofrequenza ma per la distribuzione ad alta e media tensione dell'energia elettrica. Specialmente se intrecciata irradia assai poco e il campo rimane in gran parte confinato nelle vicinanze. Data la bassa frequenza i pericoli sono di solito legati solo al rischio di scarica elettrica. Danni biologici dovuti al campo irradiato non sono stati dimostrati nemmeno nel caso di altissime tensioni e potenze. Tuttavia studi in proposito sono tuttora in corso.

Tra le linee che abbiamo brevemente descritte le più importanti per le applicazioni pratiche sono le linee coassiali e le bifilari. Perciò su questi tipi forniremo qui ulteriori informazioni.
Le linee coassiali o cavi coassiali sono, come già detto, costituiti da un conduttore tubolare e da un secondo conduttore che si trova nell'asse del primo. L'onda rimane confinata tra la superficie interna del conduttore esterno e la superficie esterna del conduttore interno. Se la frequenza impiegata è alta la corrente scorre in un sottile strato metallico immediatamente sottostante tali superfici. Agli effetti del trasporto di energia non ha perciò nessuna importanza ciò che si trova all'interno del conduttore centrale, che può essere pieno oppure tubolare, né all'esterno del conduttore esterno. Invece l'onda è influenzata dal materiale isolante interposto tra i due conduttori.
I migliori isolanti sarebbero il vuoto, l'aria o un gas inerte. Per ovvie ragioni meccaniche ciò è possibile solo per tratti corti di cavo rigido. Per cavi lunghi e/o flessibili è necessario interporre un isolante solido, ad esempio polietilene o teflon. Entrambe le sostanze hanno un basso coefficiente di perdita e una bassa costante dielettrica. La prima è sensibile al calore ma costa poco. Il teflon è più costoso ma resiste a temperature molto basse e molto alte ed è anche meccanicamente più solido, viene perciò usato per cavi di alta qualità.
La costante dielettrica è di poco superiore al doppio di quella del vuoto e provoca un abbassamento dell'impedenza e della velocità di propagazione. Esse si riducono a due terzi di quelle che si avrebbero in assenza di dielettrico. La riduzione di velocità non preoccupa, ma la riduzione di impedenza provoca, a parità di potenza trasmessa, un aumento della intensità di corrente. Ne consegue un aumento delle perdite che sono prevalentemente dovute alla resistenza del conduttore centrale. Infatti ad alta frequenza avviene il cosiddetto "effetto pelle" per cui la corrente scorre in uno strato sottilissimo, il cui spessore diminuisce all'aumentare della frequenza. In pratica la perdita è proporzionale alla radice quadrata della frequenza. Per ridurre le perdite si usa spesso polietilene spugnoso (foam) anziché pieno, riducendone in tal modo la costante dielettrica media. Altri modi per ridurre le perdite, molto più costosi, consistono nell'argentatura dei conduttori e nell'aumento del loro diametro.
I cavi flessibili economici hanno il conduttore esterno formato non da un vero tubo ma da una "calza" di sottili fili di rame. In questi cavi il contenimento del campo all'interno non è perfetto e il cavo irradia una parte della potenza che trasporta. L'irradiazione è tanto più forte quanto più è rada la calza, specialmente se il filo di cui è costituita è di rame nudo che si ossida facilmente rendendo meno buono il contatto tra i vari fili intrecciati. I cavi professionali hanno spesso una doppia calza argentata per ridurre l'irradiazione; i migliori sono comunque quelli in tubo di rame, eventualmente corrugato per renderlo flessibile.
I cavi coassiali sono caratterizzati dalla impedenza Z_C, che è l'impedenza con cui si deve "terminare" il cavo per evitare riflessioni: se l'impedenza del carico terminale è $Z_L = Z_C$ la potenza viene interamente trasferita al carico, altrimenti una parte viene riflessa. Se il cavo termina "aperto" ($Z_L = \infty$) o in "cortocircuito" ($Z_L = 0$) l'intera potenza viene riflessa. All'interno di un cavo non terminato sulla impedenza caratteristica si hanno onde stazionarie simili a quelle viste per le onde riflesse da una superficie metallica piana.
L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale si può calcolare dalla:

$$Z = \frac{138 \log \frac{D}{d}}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

in cui D e d sono rispettivamente il diametro interno del conduttore esterno e il diametro esterno del conduttore interno; ε_r è la costante

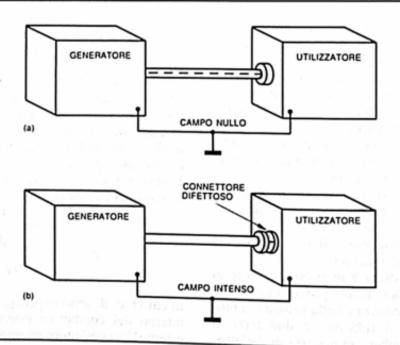
dielettrica relativa dell'isolante. Per il polietilene $\sqrt{\varepsilon_r} = 1{,}5$. I cavi di impiego più frequente hanno impedenza compresa tra 50 e 75 ohm. Il rapporto dei diametri è spesso 3,5, a cui corrispondono Z_C= 50 ohm per politene pieno, Z_C= 60 ohm per politene spugnoso e Z_C= 75 ohm per isolamento quasi interamente in aria: infatti questo è il rapporto che assicura, a parità di diametro esterno, la minima perdita.
I principali usi dei cavi coassiali sono: a) la trasmissione a distanza, anche transoceanica, di segnali telefonici multipli o di segnali televisivi; b) il collegamento tra le antenne e i trasmettitori o i ricevitori; c) il collegamento tra varie parti di impianti ad alta frequenza.
Nel caso a) le potenze usate sono molto piccole, e così pure nel caso b) quando le antenne sono usate solo in ricezione. Al contrario se le antenne sono trasmittenti la potenza che circola nel cavo può essere di parecchi kW. Se il cavo è integro e di qualità professionale non può dar luogo a irradiazioni pericolose a meno di uso scorretto. Ad esempio se il cavo, che è per sua costituzione sbilanciato, viene usato per alimentare una antenna bilanciata come ad esempio un dipolo od una Yagi è necessario usare un balun o un altro mezzo di bilanciamento. In assenza di questo accorgimento l'esterno del cavo sarà percorso da corrente a radiofrequenza con conseguente irradiazione.
Nel caso c) la potenza che scorre nel cavo dipende dal tipo di impianto e dal punto in cui il cavo è inserito. Se la potenza è elevata, come può avvenire in un trasmettitore o in una applicazione industriale della radiofrequenza, vanno usati opportuni accorgimenti per assicurare che il campo elettromagnetico resti confinato all'interno del cavo. Il punto più critico sono i "connettori" alle estremità del cavo. Deve essere assicurato un ottimo contatto del conduttore esterno del cavo con le schermature degli apparati a cui è connesso alle estremità. Se fosse interrotto il circuito del conduttore esterno, esso potrebbe risultare sostituito da un altro collegamento di massa: la potenza trasmessa non ne risulterebbe molto diminuita e la cosa potrebbe passare inosservata. Si formerebbe però una spira che potrebbe irradiare un campo elettromagnetico pericoloso, come indicato in figura 2.12.2 .

La linea bifilare è largamente usata per le linee elettriche a bassa tensione (220 volt) e per le linee telefoniche. In entrambi i casi la bassa frequenza impiegata, e nel secondo anche la bassa potenza, fanno escludere rischi per l'uomo salvo i casi di contatto diretto. I due fili che costi-

Fig. 2.12.2

Possibile irradiazione da una connessione schermata:

a) circuito corretto;

b) circuito pericoloso.

tuiscono queste linee sono molto vicini, paralleli o intrecciati. Il campo elettromagnetico resta confinato quasi completamente entro una distanza di pochi millimetri. Tali linee sono però talvolta usate anche per alte frequenze. In tal caso la linea bifilare prende le forme di "piattina" o di "scaletta".
La piattina per radiofrequenze differisce da quella per impianti luce per la maggiore distanza tra i fili, da uno a due centimetri, e per l'isolante che è polietilene o spugna di polietilene. Viene usata talvolta in impianti riceventi TV perché meno costosa e con meno perdite del cavo coassiale. Tale impiego è però oggi raro per la poca resistenza della piattina agli agenti atmosferici. Non viene di solito usata per trasportare potenza, anche se in passato qualche antenna di radioamatore ne faceva uso.
La linea bifilare a scaletta invece viene ancora usata per collegare all'antenna trasmettitori professionali o di amatore funzionanti nel campo delle onde medio-corte (MF e HF). Come indica il suo nome questa linea assomiglia ad una piccola scala di corda in cui i pioli sono costituiti da isolatori di vetro o di plastica lunghi parecchi centimetri. Il filo di rame ha un diametro di pochi millimetri. Poiché l'impedenza caratteristica di una linea bifilare è uguale a

$$Z_C = 276 \log \frac{d}{r}$$

in cui d è la distanza tra gli assi dei fili ed r il loro raggio, le linee a scaletta hanno impedenza di alcune centinaia di ohm. Queste linee, se percorse da potenze dell'ordine del chilowatt, possono presentare un pericolo, nel raggio di alcuni metri, se le correnti nei due fili non sono bilanciate. Se l'antenna è correttamente progettata il rischio è limitato a distanze dalla linea paragonabili alla spaziatura tra i fili, cioè a poche decine di centimetri. Come vedremo nel seguito i pericoli però possono essere aumentati da fenomeni di risonanza che sono talvolta volutamente inclusi nel principio di funzionamento di certe antenne.

2.13
Schermature.

Gli schermi vengono usati per impedire ad un apparato particolarmente delicato di venir raggiunto da onde elettromagnetiche di provenienza esterna, oppure per impedire ad un apparato che genera correnti a radiofrequenza di irradiare all'esterno onde elettromagnetiche. Dal punto di vista protezionistico ci interessa ovviamente il secondo caso.
Uno schermo "perfetto" è costituito da una scatola metallica che avvolge interamente l'apparato. Poiché non è mai possibile utilizzare uno schermo perfetto, vediamo con quali accorgimenti si può fare uno schermo "reale" il più possibile equivalente ad uno schermo perfetto.
Lo schermo perfetto non ha alcun foro; uno schermo reale dovrà per forza averne per varie ragioni:

a) per portare all'interno energia e/o segnali di comando;
b) per portare all'esterno segnali di misura o per vedere quel che succede all'interno;
c) per far circolare aria o altro fluido di raffreddamento;
d) per alleggerire la struttura o per renderla accessibile alla manutenzione.

Le esigenze dei tipi a) e b) richiedono di solito che la schermatura sia attraversata da cavi elettrici. Ciò può venire consentito a patto che vi siano, nel punto di attraversamento, appositi "filtri" capaci di lasciar passare l'energia elettrica a 50 Hz e i segnali necessari, ma in grado di bloccare efficacemente il segnale a radiofrequenza. In figura 2.13.1 è esemplificato un generatore a radiofrequenza schermato correttamente a questo riguardo.
Per le esigenze c) e d) si devono praticare dei fori nella schermatura, in parte chiudibili durante il funzionamento, come sportelli o pannelli asportabili, in parte sempre aperti come fori di aereazione o finestre per l'osservazione.
Va tenuto presente che un foro o una fessura praticata in uno schermo elettromagnetico costituisce una antenna la cui capacità di irradiare aumenta fortemente quando le dimensioni lineari si avvicinano alla metà della lunghezza d'onda. Infatti una fessura si comporta come il "duale" di un dipolo, cioè ha le stesse proprietà se si scambiano "corrente" con "tensione" e

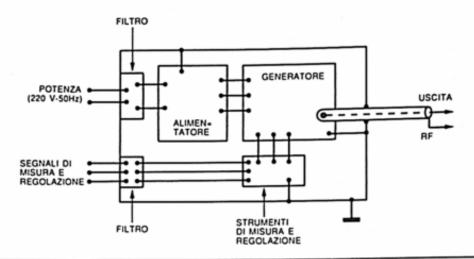



Fig. 2.13.1

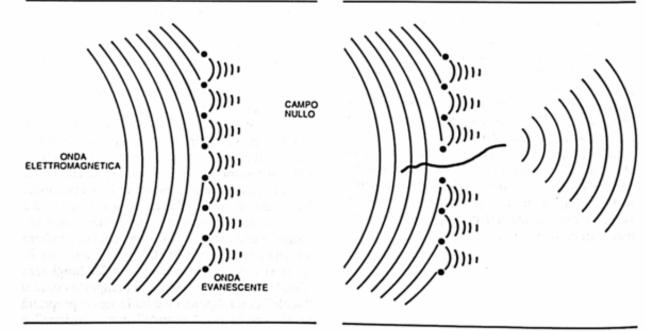
Schermatura e filtraggio di un generatore a radiofrequenza.

campo "elettrico" con "magnetico".
Se le dimensioni del foro o della fessura sono di pochi centesimi di lunghezza d'onda la radiazione è trascurabile anche se i fori sono molti. E' perciò possibile usare anziché una lamiera metallica una rete, purché le maglie siano abbastanza fitte. Va però osservato che al di là di una rete metallica il campo non si annulla di colpo, ma diminuisce rapidamente con legge esponenziale. Infatti la rete è attraversata da un'onda "evanescente", che non è capace di propagarsi nello spazio libero ma può interagire con oggetti posti nelle immediate vicinanze. Perciò una schermatura di rete metallica deve essere libera da ostacoli per una distanza dello stesso ordine di grandezza della spaziatura delle maglie (figura 2.13.2). La rete, come del resto qualsiasi foro in una schermatura, non deve essere attraversata da oggetti metallici isolati

Fig. 2.13.2

Effetto di uno schermo di rete metallica.

Fig. 2.13.3

Un filo che attraversa la rete rende inefficiente la schermatura.

dalla rete stessa; in caso contrario tali oggetti funzionerebbero da antenne (figura 2.13.3).
Quando è necessario praticare aperture di grandi dimensioni, da chiudere però durante il funzionamento come sportelli o pannelli asportabili, si deve fare in modo che il contatto sia assicurato lungo tutta la periferia a intervalli molto piccoli rispetto alla lunghezza d'onda. Ciò può essere fatto usando viti di fissaggio spaziate di pochi centimetri, oppure usando un elemento metallico elastico continuo o diviso in "dita" che risulti interposto tra le due superfici da mettere in contatto. E' ovvio che tali superfici non devono essere verniciate né coperte di grasso.

Nel caso di forni a microonde il metodo descritto ha scarse probabilità di successo perché sarebbe necessario assicurare almeno un contatto ogni qualche millimetro. Si usa in alternativa un sistema a "strozzamento" (choke) basato sulle proprietà delle linee di trasmissione lunghe un quarto d'onda. Se una linea di trasmissione lunga $\lambda/4$ avente impedenza caratteristica Z_C è chiusa su un carico Z_L presenta all'ingresso una impedenza

$$Z_i = \frac{Z_C^2}{Z_L}$$

Se perciò $Z_L \gg Z_C$ si ha che $Z_i \ll Z_C$; al limite per $Z_L = \infty$ si ha $Z_i = 0$. In altre parole un "circuito aperto" ad un estremo della linea equivale ad un "corto circuito", o contatto, all'altro estremo. Ad esempio lo sportello di un forno a microonde può non toccare in alcun punto la bocca del forno. Se però il suo spessore è tale (figura 2.13.4) da formare una guida d'onda lunga $\lambda/4$ essa equivale ad un contatto quasi perfetto. La lunghezza ottimale non coincide però con il valore di $\lambda/4$ calcolato nel vuoto, perché la velocità di propagazione in una guida dipende dalle sue dimensioni trasversali e dalla eventuale presenza di materiale isolante, ad esempio vernice.
Anche eventuali fessure permanenti per la aereazione devono essere molto corte rispetto alla lunghezza d'onda, oppure essere praticate in uno spessore di circa $\lambda/4$. Finestre per l'osservazione interna devono essere ricoperte di rete metallica perché vetro o plastica trasparenti alla luce lo sono anche alla radiofrequenza.
Quando si vuole ottenere una schermatura molto efficace è necessario ricorrere alla schermatura doppia: si scherma l'apparato con una scatola metallica continua o in rete, racchiusa a sua volta in una seconda scatola metallica separata dalla prima di qualche centimetro. Tale accorgimento è però usato prevalentemente per strumenti di misura molto sensibili.
Va detto ora che la "messa a terra" della schermatura ha pochissima influenza sulla sua efficienza a radiofrequenza e praticamente nulla per le microonde. Beninteso, la schermatura va messa a terra correttamente per ragioni di sicurezza secondo le norme vigenti. Ciò però assicura solo contro il rischio di scariche elettriche dovute a contatto tra le parti sotto tensione e lo schermo. La radiofrequenza eventualmente uscita dallo schermo viene convogliata solo in minima parte verso terra perché di solito il filo di terra sarà lungo rispetto alla lunghezza d'onda e si comporterà perciò come una linea irradiante, cioé più come una antenna che come una presa di terra.

2.14
Risonanze.

Nelle linee di trasmissione, come già accennato, possono verificarsi riflessioni e onde stazio-

Fig. 2.13.4

Strozzamento (choke) a $\lambda/4$ nello sportello di un forno a microonde.

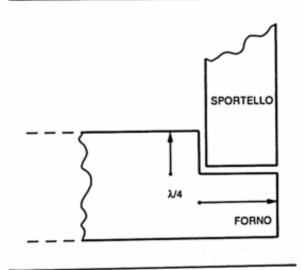
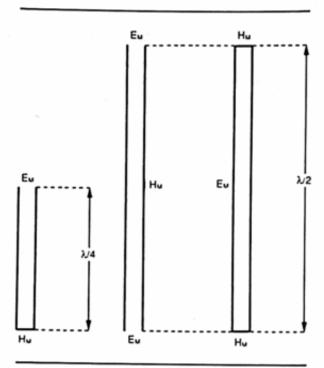



Fig. 2.14.1

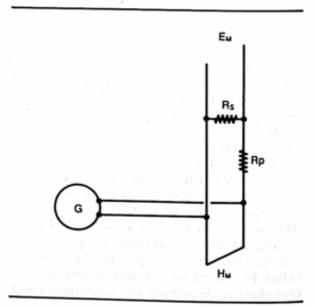
Tre casi di linee bifilari risonanti: E_M ed H_M indicano rispettivamente le zone di massimo campo elettrico e massimo campo magnetico.

narie analoghe a quelle che abbiamo descritto nella riflessione di onde da parte di superfici piane. L'onda riflessa interferisce con quella diretta rinforzandosi in deteminati punti e riducendosi o annullandosi in altri. Quando il fenomeno avviene in un cavo coassiale o altra linea completamente chiusa esso provoca un aumento delle perdite, ma non incide sulla sicurezza. Se invece la linea è accessibile come una linea bifilare o, peggio, una linea unifilare, il rischio risulta aumentato nei punti di massimo campo elettrico.
Se la linea ha una sola discontinuità di impedenza il campo massimo può essere doppio di quello che si avrebbe in assenza di riflessioni; ma se vi sono due o più discontinuità si possono verificare fenomeni di risonanza e il campo può aumentare, almeno in teoria, anche di migliaia di volte. Una tipica linea risonante è formata da un tratto di linea lungo λ/4 aperto ad una estremità e cortocircuitato all'altra, oppure da un tratto di λ/2 avente le due estremità in condizioni analoghe. In figura 2.14.1 sono esemplificati tre possibili casi. Con le lettere E_M sono indicate le zone di massimo campo elettrico, con H_M quelle di massimo campo magnetico. Il valore di questo campo dipende dalla potenza che viene fornita alla linea e dal "coefficiente di risonanza" o di "merito" detto comunemente Q. Esso viene calcolato dalla

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f}$$

in cui f_0 è la frequenza di risonanza e Δf la variazione di frequenza necessaria perchè l'intensità di campo in un certo punto si riduca di $\sqrt{2}$.
Il valore di Q dipende dalle perdite proprie della linea risonante, per resistenza dei conduttori e per irradiazione, e dalle perdite provocate dal generatore che fornisce la potenza e dall'eventuale carico. In figura 2.14.2 abbiamo rappresentato con R_P le perdite proprie e con R_L il carico. Il generatore G è connesso alla linea risonante attraverso un tratto di linea collegato tra l'estremo cortocircuitato e quello aperto: il suo effetto di "smorzamento" della risonanza è tanto più piccolo quanto più il punto di attacco è vicino all'estremità cortocircuitata. Poiché non è difficile fare sì che R_L sia quasi infinito e R_P quasi zero, mettendo la linea del generatore molto vicino al cortocircuito si possono ottenere Q di alcune migliaia.

Fig. 2.14.2

Linea risonante eccitata in modo da rialzare notevolmente la tensione all'estremità aperta.

Naturalmente un circuito di questo tipo è raramente impiegato, ma non si può escludere che venga realizzato involontariamente e all'insaputa di tutti da elementi metallici aventi tutt'altro scopo come tubi dell'acqua o cavi elettrici di illuminazione: è altamente improbabile che per caso si riscontrino risonanze con Q di 1000, ma valori abbastanza alti da aumentare seriamente i pericoli in un ambiente in cui sono diffuse onde elettromagnetiche non sono da escludere a priori.

Linee risonanti sono usate in alcuni tipi di antenne trasmittenti per MF e HF, specialmente dipoli o gruppi di dipoli alimentati da linee bifilari a scaletta. Ad esempio un dipolo a mezz'onda alimentato al centro da una linea a scaletta (antenna Levy, figura 2.14.3) presenta un forte disadattamento perché la sua resistenza di radiazione è circa 72 ohm mentre la impedenza caratteristica della linea è circa 600 ohm. Se però la linea è lunga un certo numero di volte λ/2, l'antenna funziona assai bene perché la linea presenta alla base una impedenza uguale a quella del carico, cioè 72 ohm. La linea è però fortemente risonante: le sue perdite aumentano per la concentrazione di corrente in alcuni tratti. Ma poiché le perdite di una linea a scaletta fatta con filo grosso sono bassissime, questa "perdita addizionale" non preoccupa l'utente. Può essere invece preoccupante la concentrazione di tensione, e perciò di campo elettrico, che si ha a distanza dalla estremità di λ/4 e che si ripete periodicamente lungo la linea ogni tratto lungo λ/2. E' necessario perciò che la linea a scaletta sia ben distanziata da oggetti metallici che potrebbero sbilanciarla e renderla irradiante.

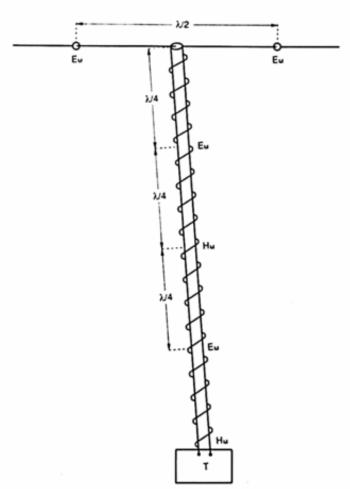



Fig. 2.14.3

Antenna Levy, cioè dipolo a mezz'onda alimentato tramite linea bifilare risonante.

CAP. 3
STRUMENTI DI MISURA PER CAMPI ELETTROMAGNETICI

3.0
Misuratori di campo.

I misuratori di campo elettromagnetico vengono largamente usati nelle telecomunicazioni per verificare la possibilità di un collegamento radio. Servono cioè a misurare l'intensità di campo elettromagnetico prodotto da un determinato trasmettitore, nel punto in cui si intende installare l'antenna ricevente. Il misuratore di campo permette di individuare i punti più favorevoli e le eventuali "zone d'ombra". Il misuratore può anche servire a scoprire se una determinata frequenza è libera o interferita da stazioni preesistenti. I misuratori di campo usati per questi scopi sono costituiti da sensibili e selettivi ricevitori con caratteristiche appropriate ai vari scopi. Esistono misuratori di campo "a copertura continua" capaci di sintonizzarsi su tutte le frequenze comprese in una certa banda ed altri ad uso specifico, ad esempio per l'installazione di antenne TV, che permettono anche di vedere la "qualità" del segnale ricevuto.

Va subito detto che questi misuratori di campo sono del tutto inadatti all'uso protezionistico, per due ragioni: sono troppo sensibili e troppo selettivi.

Le intensità di campo di interesse protezionistico sono comprese tra qualche volt per metro e qualche centinaio di volt per metro, mentre i campi impiegati per le telecomunicazioni sono dell'ordine del microvolt per metro. Perciò un misuratore di campo posto in un luogo dove sia presente o comunque sospettato un pericolo per l'uomo, viene completamente "saturato". Anche se il misuratore è dotato di attenuatori di ingresso che riducano di un milione di volte la tensione del segnale (120 dB), non può essere usato perché le schermature, per quanto ben fatte, non sono mai sufficienti e il segnale captato a valle dell'attenuatore altererà la misura in modo sostanziale. Anche strumenti da laboratorio di ottima qualità, costruiti per misurare potenze di alcuni milliwatt, impazziscono completamente quando sono nelle vicinanze di un generatore da 100 watt.

I misuratori di campo per telecomunicazioni sono fortemente selettivi perché devono misurare il campo ad una determinata frequenza. Ciò costituisce un grave inconveniente nell'uso protezionistico poiché i segnali usati per uso industriale o medicale non hanno una frequenza stabile ma si spostano continuamente attorno alla frequenza nominale non essendo, per economia, dotati di circuito pilota stabilizzato a quarzo. Inoltre sono spesso abusivamente usati generatori su frequenze diverse da quelle previste per i cosiddetti usi I.S.M. (industriale, scientifico, medico) cioè in Italia 27,12 MHz e 2450 MHz. E' perciò preferibile usare per questo scopo ricevitori a larga banda.

Queste ragioni hanno portato a sviluppare una categoria speciale di misuratori di campo poco sensibili e a larga banda. Un'altra caratteristica distintiva degli strumenti protezionistici sono le piccole dimensioni sia dello strumento indicatore sia della "sonda", che come vedremo è costituita da una piccolissima antenna strettamente associata ad un rivelatore di radiofrequenza. Inoltre l' alimentazione è autonoma a pile. Queste caratteristiche servono ad alterare il meno possibile il campo da misurare quando si opera in spazi limitati, a poca distanza dal

generatore.
Il fatto che spesso si debba misurare il campo elettromagnetico entro una lunghezza d'onda di distanza dal generatore rende necessario per le frequenze più basse misurare separatamente la componente elettrica e la componente magnetica del campo. Per le microonde è invece sufficiente misurare una delle due componenti, di solito quella elettrica.
La relativa semplicità dei misuratori di campo protezionistici rispetto a quelli per comunicazioni potrebbe far pensare ad un costo molto più basso. Invece purtroppo i prezzi sono altissimi. Ciò può venir spiegato in vari modi.

1) I misuratori protezionistici sono prodotti da poche ditte, tre o quattro in tutto il mondo (una in Italia).
2) Ne vengono venduti pochi esemplari perché non vi sono ancora, nella maggior parte dei Paesi, leggi che ne prescrivano l'uso.
3) La calibrazione della sensibilità è piuttosto difficile da eseguire e richiede apparecchiature particolari.

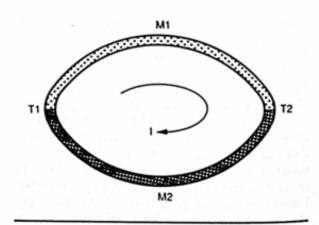
Non è invece giustificato un costo di molti milioni di lire né dai componenti elettronici usati né dal progetto dei circuiti che sono piuttosto semplici. E' possibile costruire, con un minimo di esperienza, un misuratore protezionistico spendendo circa cento volte meno del prezzo commerciale. Si noti che questo rapporto tra prezzo e costo dei componenti è solitamente inferiore a dieci per le apparecchiature professionali e spesso inferiore ad uno per gli apparecchi elettronici di largo consumo. Ad esempio oggi costruire da soli un apparecchio radio costa molto di più che comprarlo fatto.
Tornando al misuratore protezionistico, va però detto che se è facile costruirlo non altrettanto facile è calibrarlo. Nel seguito cercheremo di dare indicazioni che, oltre a permettere la comprensione e il corretto uso dei misuratori commerciali, ne rendano possibile l'eventuale costruzione e calibrazione.

3.1
Sonde elettriche.

Una sonda elettrica è fondamentalmente costituita da una antenna a dipolo connessa ad un rivelatore.
L'antenna a dipolo è sostanzialmente simile al dipolo elementare che abbiamo trattato nel cap. 2.1. E' formata da due conduttori allineati, lunghi molto meno della lunghezza d'onda da misurare. Abbiamo detto che un dipolo molto corto ha una scarsa efficienza: in questo caso però ciò non crea gravi inconvenienti perché i campi da misurare saranno molto intensi. Anzi lo si può considerare quasi un vantaggio perché rende meno probabile che un campo troppo intenso danneggi il rivelatore. Si hanno comunque altri importanti vantaggi:

1) le piccole dimensioni dell'antenna ricevente permettono di effettuare le misure alterando poco il campo da misurare;
2) l'antenna non è risonante, perciò la sua efficienza varia gradualmente con la frequenza e tale variazione può essere facilmente compensata entro bande molto larghe.

Tra i due conduttori vi è una interruzione a cui è connesso il rivelatore. Questo può essere a termocoppia o a diodo.
La termocoppia (figura 3.1.1) è basata sul fatto che in un circuito formato da due conduttori di tipo diverso circola corrente se le due giunzioni sono a temperatura diversa. Il fenomeno, scoperto da Seebeck nel 1822, è stato anche in passato usato per misurare correnti a radiofrequenza. Le termocoppie antiche però erano a filo ed avevano perciò una notevole induttanza che ne limitava l'uso a frequenze di pochi MHz. Con le moderne tecniche di miniaturizzazione vengono costruite termocoppie in gra-

Fig. 3.1.1
Termocoppia.

do di funzionare a microonde. E' possibile costruire dei microcircuiti in cui dipolo, termocoppia e filtri di disaccoppiamento sono "integrati" su una piastrina isolante.
I diodi rivelatori si basano invece sulla proprietà dei contatti tra semiconduttori o tra metalli e semiconduttori di condurre la corrente elettrica in modo non lineare. Cioè la corrente non è proporzionale alla tensione applicata ma ad una particolare funzione della tensione che dipende dal tipo di semiconduttore e dalla tecnica costruttiva del diodo, come verrà approfondito nel seguito.
Abbiamo detto che una antenna molto corta rispetto alla lunghezza d'onda essendo molto lontana dalla risonanza ha una efficienza che varia lentamente. Essa infatti aumenta al diminuire della lunghezza d'onda. Se si vuole compensare questa variazione in una sonda elettrica, si deve mettere in parallelo al rivelatore un condensatore di capacità appropriata (figura 3.1.2). Questo ridurrà l'efficienza per le frequenze più alte lasciandola invariata per quelle relativamente basse. Per spiegare in modo semplice questo fatto si ricordi che una antenna corta rispetto a λ equivale ad una piccola resistenza di radiazione in serie ad una piccola capacità a cui sia applicata una tensione proporzionale al campo elettrico. Poiché il rivelatore è prevalentemente resistivo (figura 3.1.3) la tensione ai suoi capi aumenta con la frequenza f, poiché diminuisce la reattanza

$$X = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Se ai capi del rivelatore si mette in parallelo un condensatore di compensazione esso assorbe una parte della corrente fornita dall'antenna. Poiché anche la sua reattanza diminuisce all'aumentare di f, i due effetti si compensano. Solo quando ci si avvicina alla risonanza l'efficienza aumenta così rapidamente che non è più possibile compensare la variazione. Per estendere il funzionamento della sonda verso le frequenze alte è perciò conveniente accorciare il dipolo: per le microonde sarà di pochi millimetri. A questo punto l'efficienza a frequenze basse, ad esempio a poche decine di MHz, sarà troppo bassa. Perciò di solito l'intera gamma delle frequenze radio viene suddivisa in due o tre gamme più limitate: ad esempio da qualche

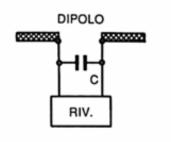



Fig. 3.1.2

Sonda per campo elettrico.

kHz a qualche MHz, da qualche MHz a qualche centinaio di MHz e poi da qualche centinaio di MHz a qualche decina di GHz. Per ognuna di queste gamme si usa una diversa sonda. Si osservi che le sonde per frequenze relativamente basse spesso funzionano anche alle microonde, ma non è possibile calibrarle correttamente.

3.2
Diodi rivelatori.

Tutti i diodi rivelatori possiedono la proprietà di essere attraversati da una corrente che non è proporzionale alla tensione applicata, ma la legge di dipendenza è molto diversa, come già

Fig. 3.1.3

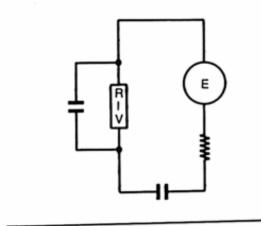
Circuito equivalente della sonda per campo elettrico.

detto, per i vari tipi di diodo. Anche diodi dello stesso tipo non hanno leggi esattamente uguali. In genere si considerano due tipi di rivelatori a diodo: rivelatori lineari e rivelatori quadratici. Entrambi sono basati su diodi inesistenti, e i rivelatori reali sono sempre un compromesso tra i due tipi.
Per costruire un rivelatore lineare, detto anche rivelatore di picco o di inviluppo, sarebbe necessario un diodo avente la curva I(V) di figura 3.2.1, in cui il diodo ha resistenza infinita per tensione "inversa" e molto bassa per tensione "diretta". Se esistesse un diodo "ideale" avente tale caratteristica, si potrebbe costruire un rivelatore che fornisce all'uscita una corrente continua proporzionale alla tensione alternata applicata all'ingresso.
Per costruire un rivelatore quadratico sarebbe necessario avere un diodo con caratteristica I(V) parabolica (figura 3.2.2) in cui I è proporzionale a V^2. In questo caso la corrente continua all'uscita del rivelatore sarebbe proporzionale al quadrato della tensione alternata. Si noti che ciò avviene con ottima approssimazione nelle termocoppie, in cui il riscaldamento è proporzionale a V^2 per la legge di Joule.
Nessuno dei due rivelatori è realizzabile con precisione ma, usando i diodi adatti e dosando opportunamente il livello della tensione, entrambi possono essere bene approssimati. Per

Fig. 3.2.1

Caratteristica I(V) di un diodo ideale.

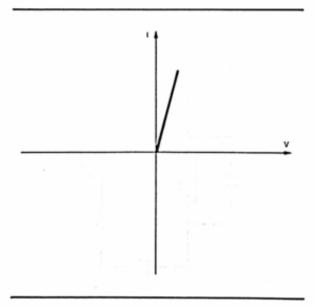
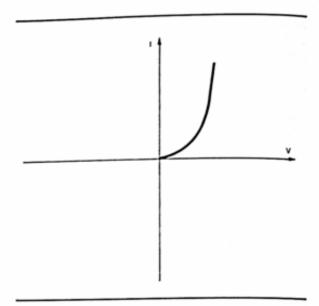



Fig. 3.2.2

Caratteristica I(V) di un diodo al germanio.

gli usi protezionistici è più conveniente, per varie ragioni di cui parleremo nel seguito, il rivelatore quadratico. Esso può essere realizzato usando un basso valore della tensione alternata, ad esempio pochi millivolt, ed impiegando diodi con caratteristica quasi parabolica.
Purtroppo i diodi più comuni e meno costosi, i diodi a giunzione al silicio, non possono venir usati perché il loro funzionamento cessa a pochi MHz per la forte capacità della giunzione. Gli altri tipi di diodi si possono così classificare:

a) diodi al germanio
b) diodi al silicio a contatti puntiformi
c) diodi Schottky
d) diodi zero bias
e) back diodes.

I diodi al germanio hanno una caratteristica abbastanza simile a quella di figura 3.2.2 e perciò si presterebbero alla costruzione di rivelatori quadratici. Sono però molto sensibili alla temperatura: infatti il germanio è già parzialmente ionizzato alla temperatura di 25°C. Una sopraelevazione di poche decine di gradi aumenta fortemente la "corrente inversa" riducendo l'efficienza di rivelazione di circa il 50%. L'uso di questi diodi non permette perciò una accurata calibrazione di un misuratore di campo. Possono tuttavia andare bene per strumenti di "monitoraggio", cioè destinati ad indicare una situazione di allarme dovuta ad un improvviso

aumento del campo elettromagnetico.
I diodi al silicio a contatti puntiformi si prestano bene allo scopo, ma non ci risulta siano attualmente reperibili perché tecnicamente superati nella maggior parte delle applicazioni. Alcuni esemplari possono essere ricuperati in vecchi televisori degli anni '50 nei quali venivano usati come mescolatori nei sintonizzatori UHF. Dato però il contatto puntiforme hanno caratteristiche non molto stabili, che possono cambiare per urti o per sovraccarico.
I diodi Schottky sono molto stabili e di caratteristiche riproducibili. In questi diodi il contatto avviene tra silicio e un dischetto metallico microscopico depositato sulla sua superficie. Hanno però l'inconveniente di non condurre quasi nulla sino ad una tensione di circa 0,4 volt. Non sono perciò adatti per rivelatori quadratici di deboli segnali. Ne esiste però una versione particolare detta "zero bias" o "low threshold" che funziona bene a bassi livelli. Questi diodi, notevolmente più costosi, vengono correntemente usati nelle sonde protezionistiche.
Il diodo migliore per rivelatori di piccoli segnali è il "back diode" o "diodo rovesciato": si tratta di un particolare "diodo tunnel" che conduce più con tensione inversa che con tensione diretta. Questi diodi vengono usati in particolari tipi di "radar doppler", ma il loro impiego nella protezionistica sembra sprecato.
Concludendo, si può dire che normalmente vengono usati diodi "zero bias" negli strumenti di misura ed eventualmente diodi al germanio in indicatori di allarme.

I possibili schemi di rivelatore a diodo sono moltissimi. Si possono distinguere due categorie principali: con diodo serie e con diodo parallelo. Il primo tipo viene usato quando il generatore del segnale alternato ha bassa resistenza per la corrente continua. Un esempio di rivelatore con diodo serie è riportato in figura 3.2.3. In esso il secondario del trasformatore T è attraversato sia da corrente continua che alternata: dopo il diodo D la corrente alternata attraversa il condensatore C mentre la resistenza di carico R_L è attraversata da una corrente praticamente continua.
Nelle sonde per campi elettrici è normalmente impiegato invece un rivelatore a diodo parallelo analogo a quello di figura 3.2.4. In tale rivelatore la tensione applicata provoca alternativamente la carica e scarica di C_1. Il

Fig. 3.2.3

Rivelatore con diodo in serie.

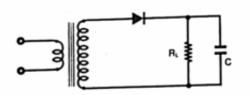
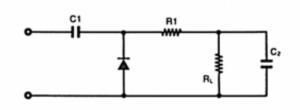



Fig. 3.2.4

Rivelatore con diodo in parallelo.

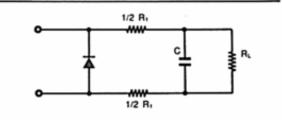
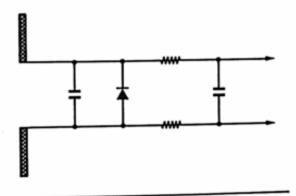



Fig. 3.2.5

Circuito rivelatore di una sonda elettrica.

Fig. 3.2.6

Sonda per campi elettrici.

diodo permette il passaggio della corrente di scarica ma non quella di carica che è forzata attraverso la resistenza R_1. Il condensatore C_2 convoglia a massa il residuo di corrente alternata e perciò R_L è attraversata da corrente continua. Questo rivelatore è un po' meno efficiente del precedente perché una parte della potenza applicata viene dissipata da R_1: ha però il vantaggio di non richiedere la "chiusura" in corrente continua del circuito che fornisce la tensione alternata. Il circuito usato nelle sonde (figura 3.2.5) deriva da questo con le seguenti varianti: C_1 non è presente essendo sostituito dalla capacità propria del dipolo; R_1 è spezzata in due resistenze uguali per mantenere la simmetria del dipolo.
In figura 3.2.6 è rappresentato lo schema completo della sonda. Oltre al dipolo è stato aggiunto al circuito precedente il condensatore che serve a rendere più larga la banda utile, deprimendo la sensibilità alle frequenze alte. E' stata invece tolta la resistenza di carico R_L che troveremo all'ingresso dello strumento indicatore di cui parleremo dopo aver trattato per completezza le sonde per il campo magnetico.

3.3
Sonde magnetiche.

Le sonde magnetiche differiscono fondamentalmente dalle sonde elettriche perché usano un dipolo magnetico, o spira, al posto del dipolo elettrico. In campo remoto, ossia a molte lunghezze d'onda di distanza dall'antenna trasmittente, un dipolo magnetico è del tutto equivalente, fatte le debite sostituzioni, ad un dipolo elettrico. Invece a piccola distanza dalla sorgente le indicazioni fornite dai due tipi di sonda possono essere molto diverse. Un possibile schema di sonda magnetica molto simile a quella elettrica è indicato in figura 3.3.1. Non è però del tutto equivalente: infatti la sua indicazione tende ad aumentare con la frequenza. Ciò può essere direttamente ricavato dalla legge dell'induzione elettromagnetica per cui la tensione indotta è proporzionale alla "variazione" del flusso magnetico. Ciò è solo in parte compensato dall'autoinduzione della spira, ma non basta nemmeno l'effetto di C_2 per completare la compensazione. E' necessario aggiungere una resistenza come in figura 3.3.2. In questo caso il condensatore C_1, che ha il solo scopo di evitare di disperdere corrente continua attraverso la spira, può anche risultare superfluo.
Un'altra importantissima aggiunta è la "schermatura elettrica" della spira. Infatti l'antenna a spira è sensibile, anche se meno di un dipolo elettrico, al campo elettrico. In condizioni di campo prossimo non sarebbe perciò possibile distinguere gli effetti del campo magnetico da

Fig. 3.3.1
Sonda per campi magnetici.

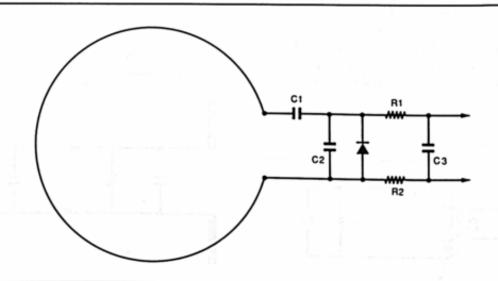
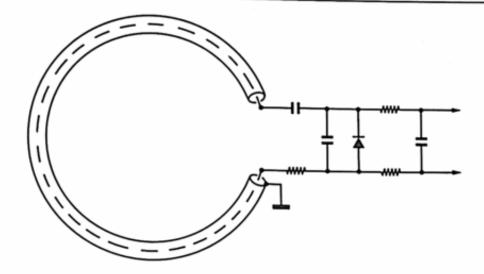



Fig. 3.3.2

Sonda per campi magnetici compensata in frequenza e schermata dai campi elettrici.

quelli del campo elettrico. La schermatura, costituta da un tubo metallico che avvolgè interamente la spira, elimina l'effetto del campo elettrico ma, perché non elimini anche quello del campo magnetico, non deve costituire a sua volta una spira. Dovrà perciò essere interrotta in un breve tratto in modo che la corrente non possa richiudersi in essa. Vedremo nel seguito come può essere praticamente costruita la spira schermata.

3.4
Amplificatori e indicatori.

Il segnale in corrente continua che proviene dalla sonda potrebbe essere indicato da un microamperometro sufficientemente sensibile. Poiché però i microamperometri sono sensibili anche agli urti, non è conveniente usare in un apparecchio portatile un microamperometro da circa 10 microampere fondo scala. Molto più sicuro usare un più robusto e meno costoso milliamperometro da un milliampere fondo scala. La sensibilità può essere facilmente ricuperata con un amplificatore operazionale. Può bastare anche un economicissimo 741 o un suo equivalente MOS, ad esempio il CA3140T.

L'amplificatore operazionale ha un nome pomposo nato negli anni '50 quando questi amplificatori erano usati per costruire i "calcolatori analogici". A quell'epoca gli amplificatori operazionali usavano valvole e vibratori meccanici detti "Chopper", costavano più di 100.000 lire (circa un milione di oggi) e funzionavano molto peggio di un CA3140T che costa poche migliaia di lire. Oggi sono usati in tutti i campi dell'elettronica grazie alla loro versatilità e facilità di impiego: si può infatti ottenere da un amplificatore operazionale il guadagno desiderato conoscendo poche regole per il calcolo dei componenti esterni. Uno dei casi più semplici è quello di figura 3.4.1 in cui il guadagno di tensione è dato da

$$G = \frac{R_2}{R_1}$$

Ciò è vero purché G sia molto minore del guadagno proprio dell'amplificatore alla frequenza di lavoro: poiché l'amplificatore viene usato a bassissima frequenza vale il guadagno di tensione in corrente continua che è di oltre 100.000. Qualunque valore di guadagno ragionevole, ad esempio 100, potrà perciò essere ottenuto semplicemente dimensionando le resistenze R_1 ed R_2. Le resistenze possono essere le stesse contenute nella sonda, oppure ad essese ne possono aggiungere altre di valore opportuno nell'apparecchio contenente l'amplificatore e l'indicatore.
Dei dettagli pratici parleremo nel seguito ma è

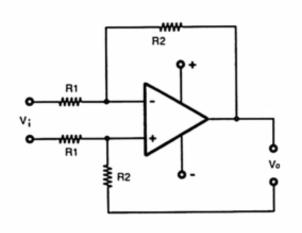



Fig. 3.4.1

Amplificatore operazionale con reazione negativa

importante sottolineare subito che gli amplificatori operazionali, anche se dei tipi normalmente usati per basse frequenze, possono essere influenzati dai forti segnali a radiofrequenza. Si dovranno perciò usare vari accorgimenti per impedire che i segnali a radiofrequenza li raggiungano. Anzitutto l'apparato dovrà essere contenuto in una scatola metallica. Inoltre dovrà avere una alimentazione autonoma con pile contenute nella scatola stessa. Infine si dovrà curare che la radiofrequenza non possa entrare attraverso il collegamento tra la sonda e l'amplificatore.
A quest'ultimo scopo si impiegheranno dei filtri "passa basso" costituiti da resistenze in serie e condensatori in parallelo. Naturalmente tali resistenze dovranno essere conteggiate nelle resistenze di ingresso R_1. I condensatori dovranno essere di tipo adatto al passaggio della radiofrequenza e dovranno essere montati nei punti opportuni con collegamenti estremamente corti, secondo la tecnica usuale delle altissime frequenze.

3.5 Sonde isotropiche.

Sia le sonde elettriche che le sonde magnetiche sono direttive e polarizzate, ossia rivelano i campi con sensibilità che dipende dalla direzione di provenienza e dalla polarizzazione delle onde. Poiché nella pratica protezionistica spesso non si conoscono né la direzione né la polarizzazione non basta una sola misura per conoscere l'intensità di un campo, ma è necessario eseguirne tre tenendo il dipolo secondo tre assi perpendicolari. Dette E_X , E_Y ed E_Z le tre misure di campo, il campo totale si ottiene dalla

$$E = \sqrt{E^2_X + E^2_Y + E^2_Z}$$

Per il campo magnetico, orientando secondo tre direzioni perpendicolari l'asse della spira, si ha analogamente

$$H = \sqrt{H^2_X + H^2_Y + H^2_Z}$$

Poiché questa procedura è lenta e può facilmente introdurre errori, nella maggior parte delle sonde si cerca di eseguire in un sol colpo le tre misure, calcolando automaticamente il campo totale.

Ricordiamo che non esistono le antenne isotropiche, cioè le ipotetiche antenne in grado di ricevere da qualsiasi direzione e con qualsiasi polarizzazione. E' però possibile costruire una sonda isotropica. Si comincia costruendo tre antenne a dipolo o a spira poste in tre direzioni perpendicolari: va evitato per quanto possibile ogni accoppiamento induttivo tra le tre antenne. Ad ogni antenna si collega un rivelatore separato, del tipo di quelli già visti, e l'uscita dei tre rivelatori viene sommata. Il modo più comodo per fare questa somma si ha con l'uso dell'amplificatore operazionale come in figura 3.5.1. Poiché i rivelatori usati sono quadratici, i segnali applicati agli ingressi saranno proporzionali ad E^2_X, E^2_Y ed E^2_Z . L'uscita perciò sarà proporzionale ad E^2. Ovviamente lo stesso avviene per H con le sonde magnetiche. Gli strumenti americani sono di solito calibrati in mW/cm^2, cioè in densità di flusso di potenza: poiché in campo remoto questo è proporzionale ad E^2, l'uscita dell'amplificatore operazionale può essere direttamente inviata ad un indicatore lineare. Se invece si desidera, come nel misuratore Aeritalia, effettuare misure di campo in V/m si dovrà prima far passare il segnale in un apposito circuito che effettua

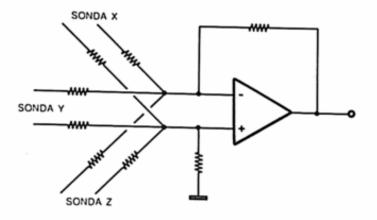



Fig. 3.5.1

Amplificatore sommatore.

"analogicamente" la radice quadrata.
Poiché non è facile costruire tre dipoli o tre spire perpendicolari senza accoppiamenti indesiderati, in alcune sonde se ne mettono solo due. Queste sonde non sono isotropiche e perciò non sono in grado di rivelare segnali con particolari direzioni o polarizzazioni, ma è relativamente facile trovare il giusto orientamento per tentativi. Il campo indicato massimo è quello vero. Con una sola antenna il metodo per tentativi richiederebbe un tempo più lungo di quello delle tre componenti perché si dovrebbero "imbroccare" contemporaneamente la giusta direzione e la giusta polarizzazione.

3.6
Trasmissione a distanza.

Il cavo tra la sonda e lo strumento è di solito lungo poche decine di centimetri ed è rigido. Talvolta si usano cavi flessibili lunghi circa un metro. Non è opportuno superare questa lunghezza perché il cavo finirebbe per comportarsi come una antenna e, malgrado le precauzioni di schermature e filtri, introdurrebbe segnali a radiofrequenza nell'amplificatore alterandone il funzionamento. Se si vuole avere una indicazione a distanze maggiori sarà perciò conveniente introdurre un cavo più lungo tra l'amplificatore e l'indicatore. Anche questo però comporta il rischio di alterare le misure perché, oltre a raccogliere segnali a radiofrequenza che possono alterare il funzionamento dell'indicatore, il lungo cavo può modificare il campo nella zona in cui lo si vuole misurare. Esistono vari accorgimenti che permettono di ridurre o eliminare completamente questi inconvenienti.
Se ci si accontenta di evitare interferenze agli strumenti di misura, senza preoccuparsi della alterazione del campo, si può far ricorso a cavi di collegamento a doppia schermatura usando connettori coassiali di buona qualità e filtri passabasso efficaci.
Se però si vuole anche evitare il secondo inconveniente si deve far ricorso ad un collegamento in fibra ottica. La fibra ottica è una linea di trasmissione costituita da un sottilissimo filo di vetro di silicio avente un diametro che può andare da 5 a 50 micrometri. Questo filo costituisce il "nucleo" (core) della fibra ed è ricoperto da uno strato di circa 100 micrometri detto"mantello" (clad) formato anch'esso di vetro di silicio oppure di plastica trasparente. In entrambi i casi il materiale che costituisce il mantello ha un indice di rifrazione inferiore, anche se di poco, a quello del nucleo. Nel caso che anche il mantello sia di vetro la variazione di indice di rifrazione si ottiene aggiungendo al biossido di silicio piccolissime quantità di altre sostanze, dette "droganti".
Il funzionamento delle fibre ottiche può essere spiegato ricorrendo al concetto di angolo limite di cui abbiamo già parlato a proposito della rifrazione delle onde elettromagnetiche. Se un raggio luminoso, visibile o infrarosso, entra ad una estremità della fibra ottica (figura 3.6.1)

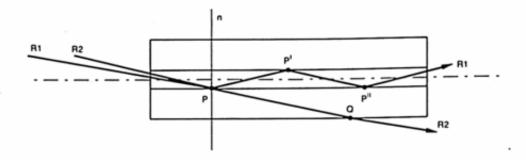



Fig. 3.6.1

Principio di funzionamento delle fibre ottiche.

possono presentarsi due casi: se l'angolo che il raggio R_1 forma con l'asse della fibra è piccolo, allora è grande l'angolo rispetto alla perpendicolare n passante per P, che è il punto in cui il raggio incontra la superficie di separazione tra nucleo e mantello. Se tale angolo supera l'angolo limite si ha in P riflessione totale e il raggio R_1 resta confinato nel nucleo, riflettendosi nuovamente in P' e così via. Se invece l'angolo rispetto all'asse formato dal raggio R_2 è grande, sarà piccolo l'angolo rispetto alla perpendicolare. Essendo perciò inferiore all'angolo limite, il raggio R_2 viene rifratto, passa nel mantello, da questo all'aria circostante e va perduto. Il raggio R_1 invece segue la fibra anche se questa non è rettilinea. E' solo necessario che il raggio delle eventuali curve sia grande rispetto al diametro della fibra. Per evitare piegature brusche che, oltre a disperdere il segnale, potrebbero provocare la rottura della fibra, di solito questa è introdotta in un tubo di plastica di circa due millimetri di diametro. Questa plastica è opaca e serve anche ad evitare interferenze.

Se si introduce nella fibra ottica un segnale costituito da impulsi di luce, questi vengono trasmessi all'altra estremità della fibra con una attenuazione che può in certi casi essere molto bassa. Sono in funzione impianti di telecomunicazione nei quali un segnale di pochi milliwatt può essere ricevuto con sicurezza ad oltre cento chilometri di distanza. Per ottenere risultati così buoni è però necessario usare fibre della migliore qualità e luce infrarossa di lunghezza d'onda di 1,5 micrometri, ciò che comporta notevoli difficoltà e costi nella costruzione dei "trasduttori" cioè nei dispositivi che iniettano la luce nella fibra e che la ricevono restituendo all'altra estremità un segnale elettrico. Per le distanze di poche decine di metri richieste per una sonda a radiofrequenza ad uso protezionistico è invece possibile usare componenti molto meno costosi. Ad esempio la fibra può essere del tipo a mantello in plastica e il generatore di luce può essere un LED (diodo emettitore di luce) infrarosso a 0,95 micrometri (o anche un LED rosso che costa poche centinaia di lire). Il rivelatore all'altra estremità della fibra può essere un fototransistor anche se questo dispositivo è molto più lento degli speciali fotodiodi usati nei sistemi di telecomunicazioni: infatti le informazioni da trasmettere sono poche nel nostro caso. Il fototransistor costa molto meno di un fotodiodo di buona qualità e fornisce un segnale molto più forte.

Non è però possibile trasmettere l'informazione uscente dal misuratore di campo sotto forma di una intensità luminosa proporzionale all'intensità di campo elettromagnetico misurata. Infatti il funzionamento del LED non è "lineare" ossia la luce prodotta non è proporzionale alla corrente che lo attraversa. Per evitare le complicate correzioni di scala che sarebbero perciò necessarie conviene convertire il "segnale di ampiezza" in un "segnale di frequenza". Si usa un circuito, che si può trovare a basso prezzo sotto forma di integrato col nome di convertitore V/F o di VCO, che produce in uscita una serie di impulsi di ampiezza costante ma con frequenza proporzionale alla tensione di ingresso. All'altra estremità della fibra si può usare la conversione inversa F/V seguita da un normale voltmetro, oppure si può leggere il segnale di frequenza su un frequenzimetro numerico. L'intero sistema è rappresentato in figura 3.6.2, con le due alternative.

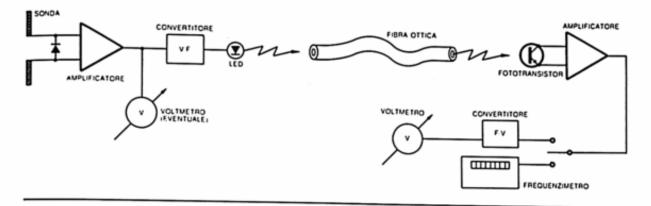



Fig. 3.6.2

Schema di sonda per campi elettrici con trasmissione a distanza della misura mediante fibra ottica.

3.7
Misuratori di campo commerciali.

I costruttori di misuratori di campo per uso protezionistico sono pochi in tutto il mondo. I più importanti sono tre: Narda e General Microwave Co. negli U.S.A. ed Aeritalia in Italia.
La Narda è stata la prima ditta costruttrice, già negli anni '50, di strumenti per la sorveglianza protezionistica degli impianti radar. In seguito ha diversificato la produzione di sonde e misuratori di campo sia di uso generale, con copertura di vaste bande di frequenza, sia per usi specifici come ad esempio le sonde per la sorveglianza dei forni a microonde. Gli strumenti della Narda sono generalmente considerati degni di fiducia ma sono molto costosi. Ad esempio il misuratore a 2450 MHz, la frequenza dei forni a microonde ora in uso domestico anche in Italia, costa (prezzo 1988) circa sei milioni, cioè come venti forni! Uno dei misuratori Narda, il modello 8616 a larga banda, è visibile in figura 3.7.1 unitamente ad una delle sue sonde. Un po' meno costosi ma forse non altrettanto affidabili sono i misuratori Raham della General Microwave Co.. I prezzi sono comunque sempre dell'ordine dei milioni. Il Raham 1 è visibile in figura 3.7.2.
La Aeritalia di Caselle Torinese costruisce il misuratore di campo TE 307 corredabile di una decina di sonde di vario tipo e di un indicatore a distanza TE 308 collegato con fibra ottica. Insieme costituiscono il sistema di misura SB 08.
In figura 3.7.3 è visibile parte del sistema. A differenza dei misuratori americani che sono di solito calibrati in mW/cm^2 il misuratore Aeritalia è calibrato in V/m o in A/m a seconda se si usa una sonda elettrica o magnetica. La serie completa di sonde comprende due sonde magnetiche, di diversa sensibilità, utilizzabili da qualche MHz a qualche centinaio di MHz, e da tre sonde elettriche per lo stesso campo di frequenza. Inoltre vi sono alcuni tipi di sonde elettriche preamplificate utilizzabili da pochi kHz a pochi MHz, come quella visibile in figura 3.7.4.
Le sonde elettriche sono in realtà sensibili anche alle microonde, ma non ne è possibile la calibrazione oltre il GHz a causa delle risonanze. Tutte le sonde Aeritalia sono isotropiche, cioè hanno tre antenne, a dipolo o a spira, e tre rivelatori.
Il misuratore è dotato di una uscita in infrarosso modulato in frequenza: attraverso una fibra ottica può essere collegato al ripetitore che ha uno strumento ad indice uguale a quello del misuratore. Purtroppo anche il misuratore Aeritalia e i suoi accessori hanno prezzi che non li rendono facilmente accessibili. Malgrado alcuni tentativi, sembra che la produzione a basso prezzo di rivelatori affidabili non sia ancora possibile, probabilmente perché la scarsa richiesta non permette "economie di scala" nella produzione e nella calibrazione. Con i prezzi attuali la richiesta difficilmente aumenterà a meno che non vengano finalmente resi obbligatori per legge i controlli delle radiazioni elettromagnetiche.

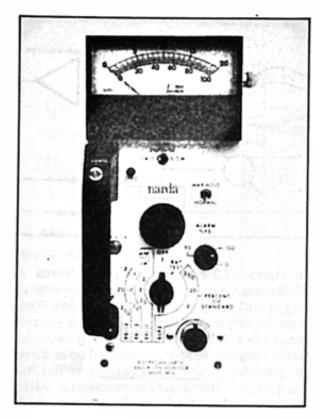
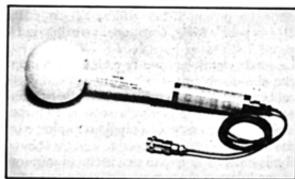



Fig. 3.7.1

a) Misuratore di campi Narda tipo 8616.

b) Sonda Narda tipo 8621 B.

Fig. 3.7.2

Misuratore di campi elettrici General Microwave tipo Raham 1.

3.8
Autocostruzione di misuratori di campo.

Dati gli elevati prezzi dei misuratori di campo reperibili in commercio, è interessante esaminare se sia possibile costruire un misuratore abbastanza affidabile spendendo molto meno. Per un tecnico avente una certa esperienza nei circuiti a radiofrequenza la cosa è certamente possibile, purché non pretenda di costruire uno strumento universale, a larghissima banda. Più difficile della costruzione sarà la calibrazione delle sonde, ma di questo ci occuperemo nel seguito.

Descriveremo ora due misuratori di campo da noi costruiti e sperimentati con successo. Uno di questi è destinato a misurare, mediante due sonde intercambiabili, campi elettrici e campi magnetici nella banda di frequenza da 4 a 40 MHz. In questa banda sono compresi apparati industriali e medicali a 27 MHz di largo impiego. L'altro misuratore è destinato a misurare campi elettrici a 2450 MHz, usati per i forni a microonde, per la radarterapia e l'ipertermia.

Il misuratore di campo per frequenze tra 4 e 40 MHz è stato costruito in due versioni, rappresentate rispettivamente in figura 3.8.1 e fi-

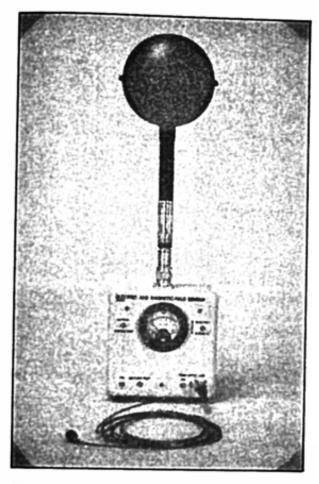



Fig. 3.7.3

Sistema di misura Aeritalia tipo SB 08: manca l'indicatore a distanza TE 308.

Fig. 3.7.4

Sonda amplificata per campi elettrici MF - LF - VLF della Aeritalia tipo 19 RV.

gura 3.8.2. In entrambe le versioni è usato il circuito integrato AD537JH della Analog Devices che comprende al suo interno un amplificatore operazionale, un convertitore ampiezza frequenza ed un transistor di uscita. All'interno

Fig. 3.8.1

Schema di misuratore di campi con trasmissione a distanza mediante cavo coassiale.

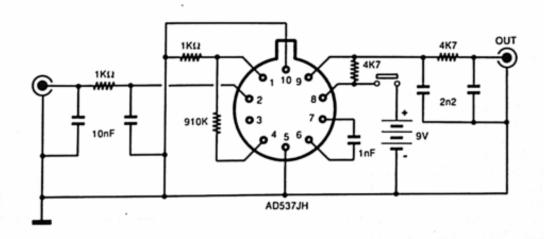
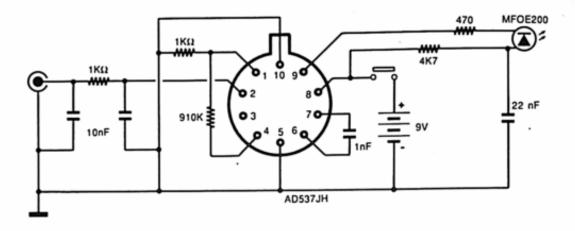



Fig. 3.8.2

Schema di misuratore di campi con trasmissione a distanza mediante fibra ottica.

vi è anche un sensore di temperatura, che però non viene usato. Nella prima versione il segnale a frequenza variabile viene portato all'esterno attraverso un filtro passabasso ed un connettore coassiale. Un cavo coassiale lungo alcuni metri li porta ad un frequenzimetro numerico che funge da indicatore. Nella seconda il segnale elettrico è applicato ad un LED infrarosso MFOE200 Motorola che lo converte in segnale ottico. Questo esce attraverso un connettore ottico Optimate della AMP. Una fibra ottica di alcuni metri lo porta ad un fototransistor MFOD200. Il segnale del fototransistor è amplificato ed applicato ad un comparatore che fornisce un segnale elettrico applicabile a qualunque frequenzimetro.
Il rapporto tra la frequenza di uscita e la corrente di ingresso è determinato dal condensatore C e dalla resistenza R. Con i valori indicati di 1 nF ed 1 kohm la frequenza di uscita va da pochi Hz a qualche centinaio di Hz. La resistenza da 910 kohm serve per l'azzeramento e può essere resa regolabile sostituendola con un trimmer potenziometrico da 1 Mohm.
Il circuito di ingresso è identico nelle due versioni. La resistenza e i due condensatori costituiscono il filtro passabasso di ingresso che deve bloccare la radiofrequenza. Il connettore usato è di tipo N; il primo condensatore deve andare a massa direttamente sulla flangia del connettore.
La batteria è una normale pila da 9 volt per radioline. Deve essere contenuta nella scatola metallica insieme a tutti gli altri componenti.
In figura 3.8.3 è rappresentato lo schema della sonda per i campi elettrici; in figura 3.8.4 è visibile la fotografia del prototipo. Come si può vedere i dipoli sono costituiti da coppie di viti, con una lunghezza totale di 35 mm. I condensatori di compensazione da 22 pF sono di tipo tubolare, disposti parallelamente ai diodi: l'uso di condensatori piatti aveva dato luogo ad accoppiamento tra i due rivelatori, con alterazioni delle caratteristiche spaziali della sonda. L'ideale sarebbe trovare condensatori tubolari abbastanza grandi da contenere i diodi, ma condensatori così grandi non vengono più co-

Fig. 3.8.3

Schema di sonda elettrica in HF.

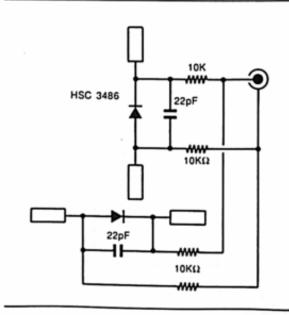
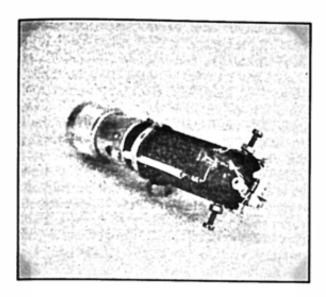
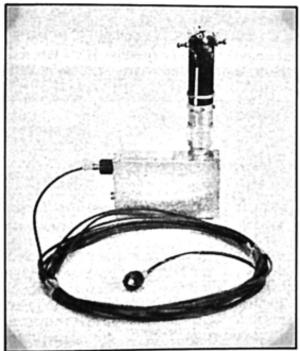



Fig. 3.8.4

Sonda elettrica in HF:

a) particolare della sonda;

b) sonda montata sul circuito di figura 3.8.2.

struiti.
I diodi usati sono "Schottky zero bias" tipo HSCH3486 della H & P. Sono piuttosto cari, ma se si pensa che una sonda del genere in commercio costa circa un milione si può dire che vengono regalati!

La sonda per campi magnetici (figure 3.8.5 e 3.8.6) differisce da quella per campi elettrici principalmente perché in luogo dei dipoli usa due spire schermate. In questo caso il corpo della sonda è metallico; ad una estremità vi è un coperchio di ottone con quattro fori. Due tubetti di rame, curvati a formare un cerchio quasi completo sono saldati a stagno in modo che l'interno di ognuno di essi combaci con due fori contrapposti. Quando i tubetti sono solidamente fissati, con una seghetta da traforo si praticano due sottili tagli in modo da dividere ogni tubetto in due parti. Uno di tali tagli è visibile in figura 3.8.6. Poi attraverso i fori si fa passare un filo isolato in modo da ottenere una o più spire.Nostra intenzione, nel realizzare il prototipo, era di costruire due spire nel tubo più esterno e tre in quello più interno per compensare la diversa area utile. Non ci siamo riusciti, perciò la sensibilità è risultata un po' diversa a seconda della polarizzazione. Ovviamente sarebbe bastato usare filo più sottile, ma poiché ci interessava solo provare la "fattibilità" della sonda non abbiamo insistito.
Il circuito rivelatore, come detto in precedenza, deve essere un po' diverso da quello della sonda elettrica per compensare la tendenza ad esaltare le frequenze alte. In figura 3.8.5 si vede che tra le spire e i relativi diodi vi sono in serie un condensatore ed una resistenza. Il condensatore serve solo per isolare la corrente continua rivelata, mentre la resistenza, insieme al condensatore in parallelo al diodo, effettua la com-

Fig. 3.8.5

Schema di sonda magnetica in HF.

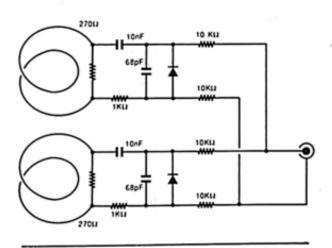
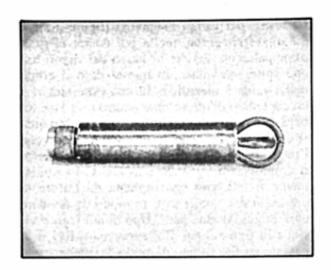



Fig. 3.8.6

Sonda magnetica in HF.

Fig. 3.8.7

Schema di misuratore e sonda per campi elettrici a 2450 MHz.

pensazione di frequenza.
Il misuratore di campo per microonde (figura 3.8.8 a) non prevede la misura a distanza essendo destinato prevalentemente a misurare le "fughe" dai forni i cui effetti si presumono sensibili solo nelle vicinanze. Il circuito di figura 3.8.7, che comprende anche la sonda, contiene un amplificatore operazionale CMOS del tipo CA3140T. Questo amplificatore può essere, a differenza del 741, alimentato con una sola pila purché la tensione di ingresso abbia la giusta polarità; infatti la tensione di uscita non può divenire negativa. La sensibilità può essere variata mediante il doppio commutatore a zero centrale che funziona anche da interruttore di accensione. Sostituendo la resistenza di reazione da 100 kohm con una da 900 kohm si ha infatti un aumento del guadagno di cinque volte. Potrebbe sembrare che l'aumento debba essere di nove volte, ma va tenuto conto che sull'ingresso non invertente (piedino 3) c'è una resistenza da 100 kohm che va computata nella

3,3μF
SENSIBILITA'
100KΩ
BASSA
1MΩ
10MΩ
ALTA
330nF
PILA 9V
ACCENSIONE
100pF
LED
2.2KΩ
10KΩ
10KΩ
10KΩ
10KΩ
10KΩ
47KΩ
SENSIBILITÀ 100KΩ
100μF
PROVA PILA 100KΩ
100pF
100KΩ
10KΩ
4.7KΩ
DIODI HSCH 3486 (Hewlett & Packard)
PULSANTE
100 μA
SCATOLA METALLICA

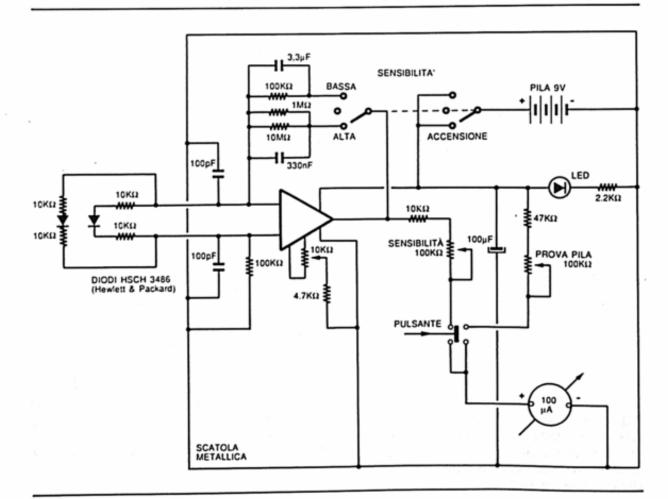
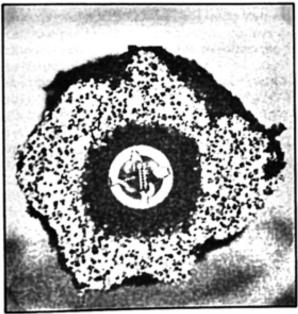



Fig. 3.8.8

Misuratore e sonda per campi elettrici a 2450 MHz:

a) strumento completo;

b) particolare della sonda.

reazione. Perciò si passa in realtà da 200 kohm ad 1 Mohm, con una variazione di cinque volte.

Un secondo deviatore, a pulsante, serve per verificare lo stato di carica della pila. Un LED rosso, anche se consuma circa quanto l'amplificatore, aumenterà notevolmente la durata della pila ricordando ai distratti che l'apparecchio va spento dopo l'uso!

La sonda differisce da quella vista in precedenza per le ridotte dimensioni (figura 3.8.8 b). I fili stessi dei diodi, tagliati corti quanto lo consente la salvaguardia del tubetto di vetro, costituiscono i dipoli. Non è necessario in questo caso mettere condensatori in parallelo ai diodi. Si è notata una certa tendenza a raccogliere segnale da parte dei fili delle resistenze da 10 chiloohm, ancorché tagliati cortissimi. Ciò porta ad una alterazione del diagramma spaziale della sonda. Si è cercato di ovviare a questo inconveniente circondando la parte terminale della sonda con un anello di materiale assorbente da cui i diodi-dipoli sporgono appena. Il materiale usato è lo ECCOSORB, una specie di spugna di plastica imbevuta di una sostanza dissipativa per la radiofrequenza. In mancanza di meglio si può provare con della ovatta impregnata di grafite. La ricopertura bianca visibile nella figura 3.8.8 è di polistirolo espanso ed è dimensionata in modo che la parte attiva della sonda disti 5 cm dalla estremità superiore.

CAP. 4
CALIBRAZIONE DEGLI STRUMENTI

4.0
Calibrazione in campo remoto.

La calibrazione di una sonda è una impresa assai più ardua che la sua costruzione. Ci occuperemo qui della calibrazione in campo remoto, possibile per le sonde a microonde, poi passeremo alla calibrazione in campo prossimo che è la sola possibile in VHF ed HF.
Se si possiede un trasmettitore di cui si conosce, o si può misurare, la potenza di uscita e di una antenna di guadagno noto, si può facilmente calcolare l'intensità del campo elettromagnetico ad una distanza R, purché R sia notevolmente maggiore della lunghezza d'onda λ e dell'apertura dell'antenna D. Il valore calcolato vale però nello spazio libero, in assenza cioè di ostacoli o discontinuità delle caratteristiche elettriche del mezzo. Poiché non è possibile evitare la presenza del terreno, è almeno necessario che questo si trovi a distanza dall'antenna e dalla sonda molto maggiore di λ e che non sia colpito direttamente dal fascio principale dell'antenna.
E' evidente che è già difficile soddisfare tali condizioni quando λ è dell'ordine delle decine di centimetri. Se poi si calcola la potenza necessaria per calibrare la sonda in questo modo, si vede che tale potenza aumenta rapidamente all'aumentare di λ. Perciò questo metodo è possibile solo per le sonde destinate a misurare frequenze superiori a 1 GHz cioè:
$\lambda < 30$ cm.
Supponiamo di possedere un generatore da 100 watt funzionante a 2450 MHz, cioè 13 cm. Se a questo si collega una antenna moderatamente direttiva avente un guadagno di circa 3 volte (5 dB), la densità del flusso di potenza nella direzione di massima direttività sarà:

$$p = \frac{3\,P}{4\,\pi\,R^2} = \frac{24}{R^2} \quad (W/m^2)$$

Poiché λ è 13 cm, R dovrà essere circa un metro e la densità di flusso di potenza sarà di circa 25 W/m^2, ossia quattro volte inferiore al limite americano di 10 mW/cm^2 (= 100 W/m^2).

Usando una antenna più direttiva si può usare una potenza inferiore, ma non di tanto. Infatti per aumentare molto il guadagno si deve aumentare l'apertura D oltre il valore di λ e per conseguenza si deve aumentare anche il valore di R. Vedremo nel seguito alcuni esempi di calibrazione in campo remoto (vedi capitolo 6).

4.1
Calibrazione in campo prossimo.

Per quanto detto le sonde funzionanti nella parte bassa delle UHF, nelle VHF e nelle frequenze inferiori devono essere calibrate in campo prossimo. Possiamo distinguere due casi: calibrazione per confronto con una sonda calibrata e calibrazione mediante strumenti da laboratorio. Nel primo caso è sufficiente produrre un campo elettromagnetico, anzi in questo caso un campo elettrico o un campo magnetico, di intensità "stabile", cioè che non venga troppo influenzata dalla introduzione di una sonda. E'

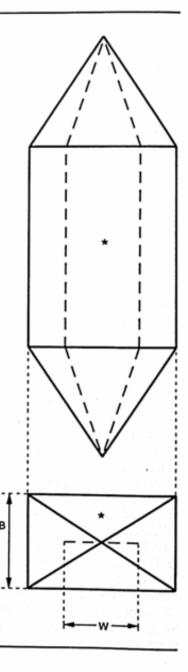
possibile perciò usare una sonda calibrata per misurare il campo e poi usare il campo per calibrare una nuova sonda. E' evidente però che questo metodo può essere utile in molti casi pratici, ma ci dovrà essere da qualche parte un dispositivo che permetta di calibrare una sonda riferendola ad altri strumenti di laboratorio, ad esempio voltmetri o wattmetri per radiofrequenza. Di solito si considerano come dispositivi di taratura delle sonde le cosiddette "celle TEM" di cui parleremo tra poco. Se si osservano alcune precauzioni e limitazioni si possono ottenere, per le sonde elettriche, buoni risultati anche con un condensatore risonante. Questo è comunque utile per calibrazioni per confronto. Per le sonde magnetiche un dispositivo per il confronto è la spira schermata.

4.2
Cella TEM.

Lo strano nome deriva in parte dalla forma, che è quella di una scatola a parallelepipedo terminato con due appendici piramidali, in parte dal fatto che al suo interno campo elettrico e magnetico sono trasversali alla direzione di propagazione (figura 4.2.1). E' costituita infatti da un tratto di linea di trasmissione di forma intermedia tra la strip e la coassiale percorsa da un'onda "progressiva" cioè senza riflessioni né onde stazionarie.
La strana forma e le difficoltà di costruzione e di esercizio sono dovute a diverse esigenze, che qui elenchiamo.

1) Le dimensioni trasversali della scatola devono essere grandi rispetto alla sonda perché questa non alteri troppo il campo, ma sensibilmente minori della lunghezza d'onda.
2) Il conduttore centrale piatto deve essere assai meno largo della scatola ma più largo della distanza dalle pareti ad esso parallele in modo che il campo elettrico sia quasi uniforme.

Fig. 4.2.1

Tre proiezioni di una cella TEM. Il conduttore interno è indicato tratteggiato. L'asterisco indica la posizione della sonda.

3) Alle due estremità la sezione della scatola deve ridursi a dimensioni compatibili con i normali connettori coassiali, cioè dell'ordine del centimetro.

4) Il passaggio tra la sezione centrale grossa e quelle terminali sottili deve essere graduale ed in ogni sezione l'impedenza caratteristica della linea deve avere lo stesso valore, uguale a quello del carico.

Se queste condizioni sono soddisfatte, si può calcolare con ragionevole approssimazione l'intensità del campo elettrico e del campo magnetico conoscendo la potenza che raggiunge il carico. Se il conduttore centrale è abbastanza sottile rispetto alle dimensioni della scatola e se il rapporto tra la distanza tra le pareti parallele al conduttore centrale B e la larghezza di questo W è uguale a 1,25 come in figura, l'impedenza risulta di circa 75 ohm. Se il carico terminale, avente tale valore, riceve 100 watt la tensione tra conduttore interno e scatola sarà:

$$V = \sqrt{PZ} = \sqrt{7500} = 86 \text{ volt}$$

Poichè il campo elettrico tra conduttore interno e scatola è quasi uniforme, la sua intensità sarà uguale ad

$$E = \frac{2V}{B}$$

Se, ad esempio, B = 0,4 m si avrà E = 430 V/m che è un valore superiore al limite consentito. Infatti 100 W/m^2 = 10 mW/cm^2 corrispondono a 200 V/m. Ciò permette la calibrazione della sonda a tutte le frequenze per cui λ è molto maggiore di B. Perciò il valore indicato B = 40 cm può andare bene a 27 MHz (λ = 11 m), ma non a 2450 MHz (λ = 13 cm). La sonda da calibrare dovrà avere dimensioni non superiori a qualche centimetro. La lunghezza $L_1 = L_3$ delle sezioni di passaggio tra coassiale e cella vera e propria dovrà invece essere maggiore possibile per ottenere una trasformazione graduale. La cella risulterà perciò alquanto ingombrante e costosa.
Per ridurre al minimo gli errori la sonda andrà posizionata nel punto indicato in figura con un asterisco, introducendola nella cella attraverso una finestrella. Anche la sezione centrale dovrà essere abbastanza lunga rispetto alle dimensioni trasversali perché la sonda si trovi praticamente in un punto a campo elettrico uniforme.

4.3
Condensatore risonante.

Risultati non molto diversi da quelli ottenibili con la cella TEM si possono raggiungere con costi e ingombro minore per mezzo di un condensatore piano di grandi dimensioni portato in risonanza mediante una opportuna induttanza. Ciò permette l'uso di potenze alquanto inferiori, circa 10 watt, e riduce l'ingombro a circa 1 m^2.
Ad esempio descriveremo un sistema di misura da noi realizzato per la calibrazione ed il confronto di sonde utilizzabili da 3 a 30 MHz (vedi figura 4.3.1).
E' stato innanzi tutto costruito un piano metallico quadrato di 1 m x 1 m , appoggiato al pa-

Fig. 4.3.1

Condensatore per la taratura delle sonde elettriche HF.

1 - Piano metallico di base.

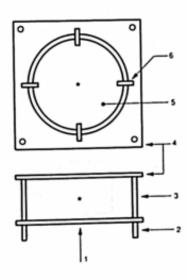
2 - Piedi (4).

3 - Colonne metalliche (4).

4 - Piano metallico forato.

5 - Disco metallico.

6 - Barre isolanti (4).

* - Punto di misura.

vimento con quattro piedi e messo a terra con un filo di grossa sezione. Quattro colonne metalliche sostengono un secondo piano di 1 m x 1 m che ha al centro un foro di 82 cm di diametro. Dentro a tale foro un disco di 80 cm di diametro è sostenuto da quattro barre isolanti. Resta perciò una fessura di un centimetro tra disco e bordo del foro. Il piano di base e il piano forato sono collegati elettricamente dalle colonne metalliche, perciò il secondo costituisce un "anello di guardia" per il condensatore piano formato dal disco e dal primo. Questo riduce fortemente il flusso disperso dal condensatore permettendo di eseguire le misure senza pericolo per l'operatore anche senza una vera e propria schermatura, purché non ci si avvicini troppo alla fessura dove il campo è piuttosto intenso.

Nel punto centrale, indicato in figura con l'asterisco, il campo ha praticamente la stessa intensità che si avrebbe in un condensatore piano con "armature" molto più larghe della loro distanza, cioè in campo uniforme. Per conoscere tale intensità basterà perciò dividere la tensione applicata per la distanza: in particolare per V = 80 volt si ha

$$E = \frac{80}{0,4} = 200 \text{ V/m}$$

Per ottenere 80 V ai capi del condensatore non è necessario usare una potenza elevata se si sfrutta il fenomeno della risonanza. In figura 4.3.2 è rappresentato un circuito risonante alimentato da un generatore di potenza a radiofrequenza attraverso un cavo coassiale e un accoppiamento magnetico M tra due bobine L_1 ed L_2. La L_1 ha poche spire mentre la L_2 ne ha tre o quattro volte tanto. Se il generatore è in grado di erogare 10 watt su 50 ohm equivalenti a circa 23 volt, sarà possibile ottenere così qualche centinaio di volt sul condensatore C, purché la sua capacità compensi esattamente l'induttanza L_2, portandola in risonanza, e purché R sia abbastanza alta rispetto alla reattanza di C alla frequenza di impiego. La resistenza R rappresenta tutte le perdite costituite da:

a) potenza dissipata nella resistenza propria delle bobine L_1 ed L_2 ;
b) potenza irradiata;
c) potenza assorbita dalla sonda;
d) potenza assorbita dal voltmetro;
e) potenza dissipata dal condensatore;
f) potenza dissipata da una eventuale resistenza fisica volutamente aggiunta al circuito per abbassarne il coefficiente di risonanza.

Se non si inserisce la resistenza di cui al punto f), la perdita maggiore è quella a), cioè la perdita delle bobine. Anche con bobine di piccole dimensioni, diametro circa un centimetro, e filo avvolto di meno di un millimetro quadrato di sezione le perdite risultano anche troppo basse per la esecuzione ottimale delle misure. Infatti se la perdita è molto bassa, cioè se R è molto alta, il circuito risulta molto "selettivo" e la misura può essere alterata da piccole variazioni della frequenza di risonanza quale quella che viene provocata dall'introduzione della sonda. Perciò abbiamo previsto la possibilità di introdurre con un commutatore diversi valori della resistenza di "smorzamento". Il valore più elevato viene usato per ottenere campi al limite delle possibilità del generatore, mentre valori più bassi si usano quando è importante effettuare una misura rapida e precisa senza ritoccare continuamente la frequenza di risonanza.

Il circuito effettivamente usato risulta perciò

Fig. 4.3.2.

Circuito risonante per il condensatore di taratura.

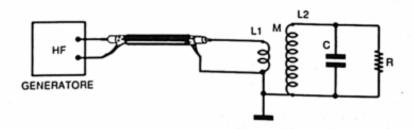
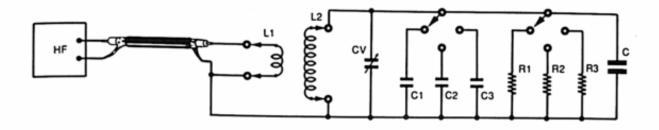
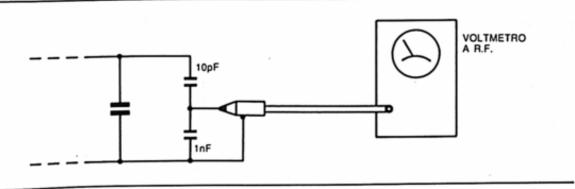



Fig. 4.3.3

Realizzazione del circuito per varie frequenze e diversi coefficienti di risonanza.

quello di figura 4.3.3. Le coppie di bobine sono quattro, per variare la frequenza di risonanza da 3 a 30 MHz. Le variazioni fini sono effettuate col condensatore variabile CV, quelle intermedie coi condensatori commutabili C_1, C_2 e C_3, quelle grossolane con le bobine intercambiabili. Noi abbiamo usato per commutare le bobine un vecchio e glorioso commutatore a tamburo: in mancanza conviene usare normali spine a tre poli, dato che L_1 ed L_2 hanno un polo in comune. Non è invece consigliabile usare un commutatore a 3 oppure 4 vie perché le bobine non utilizzate di solito assorbono energia dalle altre.
Per commutare i condensatori e le resistenze si possono invece usare due commutatori a rotazione a più posizioni oppure alcuni interruttori a leva.
Nel seguito daremo un esempio di calcolo dei componenti R, L e C del circuito (vedi capitolo 6).
I componenti del circuito risonante sono stati fissati al piano forato in vicinanza di una delle colonne di sostegno dove è disponibile una notevole area quasi triangolare. Nella stessa area (ma volendo si potrebbe utilizzare una delle altre tre) è stato sistemato il circuito di misura della tensione. Questo è costituito da un partitore capacitivo a rapporto di tensione 1:100 (vedi figura 4.3.4) con reattanza abbastanza bassa per non venir influenzato dalla impedenza di ingresso della sonda di un voltmetro a radiofrequenza. Noi abbiamo usato il vecchio voltmetro H&P 411A per il quale è risultato conveniente usare i valori di 10 pF e 1 nF (10^{-11}e 10^{-9}farad) per i due condensatori. Con sonde ad impedenza più alta sarebbe forse possibile usare valori un po' più bassi: coi valori indicati è importante che i collegamenti tra i condensatori siano cortissimi per evitare che l'induttanza parassita dei fili alteri la misura. I due condensatori vanno perciò messi nelle immediate vicinanze della fessura tra disco e piano forato. In pratica abbiamo usato un condensatore a mica a colonnetta (stand-off) della ERIE di tipo professionale fissato con una vite vicino al bordo interno del disco forato. Il condensatore da 10 pF è invece un ceramico a

Fig. 4.3.4

Partitore capacitivo per la misura della tensione ai capi del condensatore di taratura.

pastiglia fissato al bordo del disco con vite e paglietta: dalla giunzione tra i due condensatori del partitore un breve filo va ad un connettore coassiale BNC compatibile con la sonda del voltmetro H&P.
Con un dispositivo di questo tipo sono stati effettuati controlli della taratura di alcune sonde Aeritalia di campo elettrico per diverse intensità di campo e diverse frequenze nella banda 3 ÷ 30 MHz. I risultati assai buoni hanno indicato la validità del metodo e, nello stesso tempo, la ragionevole precisione e isotropia delle sonde Aeritalia. Infatti non è pensabile che eventuali grossolani errori di entrambi si compensino quasi esattamente: tra l'altro la Aeritalia dichiara che le sue sonde sono tarate in cella TEM, perciò con un metodo alquanto differente. Sono state verificate solo due discrepanze, contenute però nei limiti di tolleranza previsti. La prima, attribuibile alla sonda, consiste in una sottostima dei campi di più alta intensità ed è dovuta probabilmente alla curva di risposta dei diodi non perfettamente quadratica. La seconda discrepanza, dovuta probabilmente al sistema di misura, consiste in una leggera sovrastima dei campi a frequenze prossime a 30 MHz.
Con altre misure indipendenti è stato accertato che a circa 60 MHz nel nostro condensatore si verificano fenomeni di risonanza parassita che ne alterano completamente il funzionamento, perciò il limite superiore di frequenza utile può essere probabilmente situato a circa 40 MHz. Il limite inferiore può invece essere abbassato sotto i 3 MHz purché:

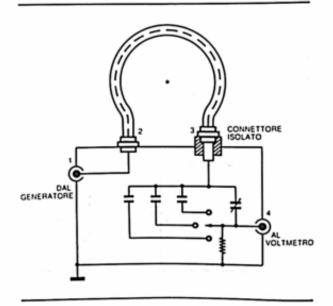
1) si disponga di un generatore adatto e di bobine con induttanza elevata;
2) si alzino eventualmente i valori di capacità del partitore, in relazione all'impedenza della sonda del voltmetro.

Si osservi infine che all'interno di questo dispositivo il campo magnetico associato al campo elettrico è molto inferiore a quello corrispondente in campo remoto. Perciò esso non può essere usato per calibrare sonde magnetiche: può al contrario essere usato per verificare la insensibilità delle sonde magnetiche al campo elettrico, cioè la bontà della loro schermatura.

4.4
Spira schermata risonante.

Un intenso campo magnetico a radiofrequenza può essere prodotto mediante un generatore di piccola potenza collegato ad una spira risonante. Se la spira è schermata in modo simile a quanto descritto per le sonde magnetiche il campo elettrico associato sarà molto piccolo; una possibile realizzazione è indicata in figura 4.4.1.
In una scatola metallica sono contenuti un condensatore variabile, alcuni condensatori fissi commutabili ed una resistenza a carbone di poche decine di ohm capace di dissipare alcuni watt. Verso l'esterno ci sono quattro connettori coassiali: mentre i connettori 1, 2 e 4 hanno la flangia metallica connessa alla scatola, il connettore 3 è isolato da essa mediante una piastra forata in materiale plastico. Al connettore 1 è collegato un generatore a radiofrequenza capace di fornire alcuni watt. Al connettore 4 è collegato un voltmetro a radiofrequenza. Tra i connettori 2 e 3 si trova un cavo coassiale lungo circa un metro disposto in modo da formare una spira quasi circolare. Poiché uno dei connettori ha la parte esterna isolata la schermatura del cavo agisce sul campo elettrico ma non impedisce la formazione del campo magnetico.

Fig. 4.4.1

Spira schermata risonante per il confronto di sonde magnetiche.

Portando la spira in risonanza mediante la regolazione della capacità, la potenza fornita dal generatore viene in parte irradiata e in parte dissipata dalla resistenza, ai capi della quale è possibile misurare una tensione di alcuni volt. Non è facile calcolare il valore del campo magnetico al centro della spira: è però sicuro che, a parità di frequenza, esso è proporzionale alla tensione misurata. Il sistema perciò rende possibile il confronto tra due sonde, anche di sensibilità alquanto diversa. Infatti mediante una sonda di cui sia nota la calibrazione si può stabilire per ogni frequenza di impiego il rapporto tra il campo magnetico e la tensione. Variando opportunamente il segnale prodotto dal generatore si potranno perciò ottenere valori noti del campo, anche fuori dai limiti di sensibilità della sonda usata per la calibrazione iniziale. Il dispositivo può anche essere utile per misurare la isotropicità o l'eventuale direttività e polarizzazione di una sonda magnetica. Poiché il campo elettrico prodotto è molto basso, può anche servire a misurare l'insensibilità al campo magnetico di una sonda elettrica.

CAP. 5
LE NORME DI SICUREZZA

Sulle norme di sicurezza per l'esposizione a radiofrequenze e microonde esiste una notevole confusione. Norme italiane in pratica non esistono malgrado il lavoro decennale di varie commissioni, sorte prima spontaneamente poi su incarico del Ministero della Sanità. Le proposte avanzate da queste commissioni non sono ancora state tradotte in articoli di legge. Riporteremo qui le informazioni più aggiornate sulle norme esistenti in vari Paesi o proposte da organismi internazionali dedotte da una pubblicazione del 1985 dell'International Labour Organization di Ginevra e da una pubblicazione dell'Istituto Superiore della Sanità del 1987.
Considerazioni biofisiche, studi sperimentali su animali e qualche dato sugli effetti dell'esposizione di uomini ad onde elettromagnetiche per ragioni di lavoro costituiscono la base per l'istituzione di "standard" per la protezione della salute. Nello stabilire questi standard nei vari Paesi sono stati seguiti diversi approcci ed atteggiamenti. Tuttavia va notato che recentemente in alcuni Paesi gli standard sono stati modificati: vi è una tendenza ad adottare limiti di esposizione meno divergenti di quelli applicati una ventina di anni fa.

Pochi Paesi hanno promulgato per legge limiti all'esposizione alla radiofrequenza o alle microonde. Limiti non istituiti per legge vengono di solito chiamati "guide" di protezione o di sicurezza. Un esempio di queste è lo standard C95 della ANSI (American National Standards Institute).
Per quel che riguarda l'esposizione alle onde dovuta al lavoro, l'ambiente può essere accuratamente controllato e sorvegliato e può essere tenuta una regolare documentazione. Lo stato di salute dei lavoratori può essere verificato prima che inizi l'esposizione alla radiofrequenza e poi tenuto sotto controllo periodicamente per evitare che vengano superati i limiti di idoneità stabiliti nella guida. Nel caso tali limiti siano stati superati si possono prendere provvedimenti amministrativi per evitare ulteriori esposizioni.
Per la popolazione il problema è più complesso che nel caso dei lavoratori; non sempre è possibile applicare a tutti gli individui le norme che possono essere seguite per gli addetti a lavori comportanti l'esposizione alla radiofrequenza.

Il controllo dell'ambiente è più difficile, inoltre alcuni fattori che influenzano la sensibilità biologica come la salute e l'età delle persone possono variare molto di più nella popolazione che tra i lavoratori.

I primi standard per limitare l'esposizione alle radiofrequenze ed alle microonde sono stati introdotti negli U.S.A. e nell'U.R.S.S. negli anni '50. I massimi livelli di esposizione permessa proposti sono rimasti sostanzialmente invariati: essi erano rispettivamente di 10 mW/cm^2 e di 10 $\mu W/cm^2$ per esposizione continua: vi è perciò un rapporto di ben 1000 volte tra l'esposizione permessa in U.S.A. e quella permessa in U.R.S.S. . Molti Paesi hanno basato i propri standard sui primi o sui secondi, ma in seguito alcuni Paesi hanno proposto standard che sono intermedi tra questi estremi; ad esempio la Germania Occidentale.
Molti standard, per esempio quelli degli U.S.A. e dell'Inghilterra, sono basati sull'ipotesi che la principale conseguenza dell'esposizione alla radiofrequenza sia l'aumento di temperatura.

L'esposizione a 10 mW/cm^2 ha, in questa ipotesi, solo l'effetto di aumentare un poco il carico termico dovuto al metabolismo. Questo ulteriore carico può perciò essere facilmente compensato nelle circostanze normali. Tale limite è stato ritenuto almeno dieci volte più basso del livello a cui si manifestano effetti pericolosi per gli occhi. Ora lo standard C95 è stato revisionato: il nuovo standard proposto è stato sviluppato dopo una accurata analisi delle recenti pubblicazioni sull'argomento ed è basato sulla misura del SAR (coefficiente di assorbimento specifico) del corpo umano nella banda di frequenze tra 300 kHz e 100 GHz. In sostanza in tali pubblicazioni non sono citati danni alla salute con una esposizione che provoca un SAR di 4 W/kg. Lo standard è stato stabilito applicando un coefficiente di sicurezza superiore a 10.

Lo standard russo fu derivato da esperimenti su piccoli animali da laboratorio e da indagini su lavoratori esposti. Furono osservate modifiche funzionali in animali esposti a densità di potenza di circa 1 mW/cm^2 nella banda di frequenza da 1 a 10 GHz per più di un'ora. Si propose un decimo di tale valore come livello di sicurezza per l'esposizione durante un'intera giornata lavorativa. Poi per tener conto della diversa sensibilità individuale e in seguito agli studi effettuati sugli uomini, si è applicata una ulteriore riduzione di dieci volte, giungendo così allo standard di 10 $\mu W/cm^2$ per l'esposizione continuata. Per durata dell'esposizione inferiore a due ore o inferiore a 20 minuti sono previsti aumenti del livello permesso rispettivamente di 10 e di 100 volte.

La maggior parte della sperimentazione biologica che ha influenzato gli standard è stata eseguita nella banda da 1 a 10 GHz. Vi è tuttavia una considerevole divergenza nelle bande in cui si applicano gli standard dei vari Paesi.
Nella tavola 5.1 sono riassunti gli standard di esposizione per i lavoratori attualmente esistenti in U.R.S.S., Cecoslovacchia e Polonia. Simili a quelli dell'U.R.S.S. sono gli standard di Bulgaria e Germania Orientale. Nella tavola 5.2 sono riassunti gli standard attuali di U.S.A., Canada e Svezia. Standard di esposizione sono stati recentemente introdotti in Australia. La Commissione Elettrotecnica Internazionale ha pubblicato uno standard basato su un limite di 10 mW/cm^2 nella banda da 30 MHz a 30 GHz.

TABELLA 5.1

Standard di esposizione professionale in:

URSS

Banda di frequenza	Limite di esposizione	Durata di esposizione	Radiazione continua o pulsata	Antenna fissa o rotante	NOTE
10 - 30 MHz	20 V/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	esclusi i militari
30 - 50 MHz	10 V/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	esclusi i militari
30 - 50 MHz	0,3 A/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	esclusi i militari
50 - 300 MHz	5 V/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	esclusi i militari
300 MHz - 300 GHz	0,01 mW/cm^2	giornata lavorativa	entrambe	fissa	esclusi i militari
300 MHz - 300 GHz	0,1 mW/cm^2	giornata lavorativa	entrambe	rotante	esclusi i militari
300 MHz - 300 GHz	0,1 mW/cm^2	2 ore	entrambe	fissa	esclusi i militari
300 MHz - 300 GHz	1 mW/cm^2	2 ore	entrambe	rotante	esclusi i militari
300 MHz - 300 GHz	1 mW/cm^2	20 minuti	entrambe	fissa	esclusi i militari

CECOSLOVACCHIA

30 kHz - 30 MHz	50 V/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	
30 - 300 MHz	10 V/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	
300 MHz - 300 GHz	0,025 mW/cm^2	giornata lavorativa	continua	entrambe	
300 MHz - 300 GHz	0,01 mW/cm^2	giornata lavorativa	pulsata	entrambe	
300 MHz - 300 GHz	0,2 mW/cm^2	1 ora	continua	entrambe	
300 MHz - 300 GHz	0,08 mW/cm^2	1 ora	pulsata	entrambe	

POLONIA

300 MHz - 300 GHz	0,2 mW/cm^2	10 ore	entrambe	fissa	
300 MHz - 300 GHz	0,2-10 mW/cm^2	32/P^2 ore	entrambe	fissa	P=densità
300 MHz - 300 GHz	1 mW/cm^2	10 ore	entrambe	rotante	di potenza
300 MHz - 300 GHz	1-10 mW/cm^2	800/P^2 ore	entrambe	rotante	in W/cm^2
10 - 300 MHz	20 V/m	giornata lavorativa	entrambe	entrambe	E=campo
10 - 300 MHz	20-300 V/m	3200/E^2 ore	entrambe	entrambe	elettrico in V/m

TABELLA 5.2

Standard di esposizione professionale in:

U.S.A.

Banda di frequenza	Limite di esposizione	Durata di esposizione	Radiazione continua o pulsata	Antenna fissa o rotante	NOTE
0,3 - 3 MHz	100 mW/cm^2	nessun limite	continua	entrambe	f = frequenza in MHz
3 - 30 MHz	$900/f^2$ mW/cm^2	nessun limite	continua	entrambe	
30 - 300 MHz	1 mW/cm^2	nessun limite	continua	entrambe	
0,3 - 1,5 GHz	f/300 mW/cm^2	nessun limite	continua	entrambe	
1,5 - 100 GHz	5 mW/cm^2	nessun limite	continua	entrambe	

CANADA

10 MHz - 1 GHz	1 mW/cm^2	nessun limite	entrambe	entrambe	
10 MHz - 1 GHz	60 V/m	nessun limite	entrambe	entrambe	
10 MHz - 1 GHz	0,16 A/m	nessun limite	entrambe	entrambe	
1 - 300 GHz	5 mW/cm^2	nessun limite	entrambe	entrambe	X = densità di potenza in mW/cm^2
10 MHz - 300 GHz	1-25 mW/cm^2	60/X minuti	entrambe	entrambe	
10 MHz - 300 GHz	25 mW/cm^2	2,4 minuti	entrambe	entrambe	

SVEZIA

0,3 - 300 GHz	1 mW/cm^2	8 ore	entrambe	entrambe	mediato su 6 minuti
10 - 300 MHz	5 mW/cm^2	8 ore	entrambe	entrambe	mediato su 6 minuti
10 MHz - 300 GHz	25 mW/cm^2	/	entrambe	entrambe	massimo livello di esposizione mediato su 1 secondo

TABELLA 5.3

Limiti di esposizione raccomandati dall'I.R.P.A. per i lavoratori

f = frequenza in MHz

Banda di frequenza (MHz)	Campo elettrico (V/m)	Campo magnetico (A/m)	Densità di potenza (W/m^2)	Densità di potenza (mW/cm^2)
0,1 - 1	194	0,51	100	10
1 - 10	194/f	0,51/f	100/f	10/f
10 - 400	61	0,16	10	1
400 - 2.000	3 f	0,008 f	f/40	f/400
2.000 - 300.000	137	0,36	50	5

La Commissione della CEE ha proposto il limite di 10 mW/cm^2 da 300 MHz a 300 GHz. Infine la IRPA (International Radiation Protection Association) ha redatto una proposta riassunta nelle tabelle 5.3 (lavoratori) e 5.4 (popolazione) per le bande da 100 kHz a 300 GHz.

Dagli standard di esposizione derivano gli standard di emissione, cioè i limiti alla densità di potenza ammessa in vicinanza degli apparati generatori o applicatori. Gli standard di emissione devono tenere conto, in alcuni casi, della possibile presenza contemporanea di più sorgenti.
Un esempio di standard di emissione è costituito da quello riguardante i forni a microonde, per i quali viene specificata la densità di potenza ammessa a 5 cm dalla superficie esterna del forno. Di solito per forni domestici la densità di potenza limite è 5 mW/cm^2. La densità di potenza diminuisce rapidamente con la distanza, riducendosi a circa 10 $\mu W/cm^2$ ad un metro di distanza.

TABELLA 5.4

Limiti di esposizione raccomandati dall'I.R.P.A. per la popolazione

f = frequenza in MHz

Banda di frequenza (MHz)	Campo elettrico (V/m)	Campo magnetico (A/m)	Densità di potenza (W/m^2)	Densità di potenza (mW/cm^2)
0,1 - 1	87	0,23	20	2
1 - 10	87/f	0,23/f	20/f	2/f
10 - 400	27,5	0,073	2	0,2
400 - 2.000	1,375 f	0,0037 f	f/200	f/2.000
2.000 - 300.000	61	0,16	10	1

CAP. 6
ESEMPI E APPLICAZIONI

6.0
Campo elettromagnetico prodotto da una antenna.

Nei capitoli precedenti, per non interrompere la continuità del discorso con troppo lunghe parentesi, ho volutamente rimandato una più approfondita o più estesa trattazione di alcuni argomenti di interesse pratico. Uno di questi argomenti consiste nello studio del campo prodotto da una antenna. La conoscenza della sua intensità è essenziale per:

1) effettuare la calibrazione di sonde in campo lontano;
2) valutare i rischi connessi a trasmettitori radio, TV o radar.

Riprendendo le considerazioni fatte sul dipolo elementare precisiamo che le seguenti formule rappresentano la situazione dei campi prodotti dal dipolo stesso.

$$E_R = 2\,A\,Z_0 \cos\theta \left[\frac{1}{2\pi}\left(\frac{\lambda}{R}\right)^2 - \frac{i}{(2\pi)^2}\left(\frac{\lambda}{R}\right)^3 \right]$$

$$E_T = A\,Z_0 \sin\theta \left[i\frac{\lambda}{R} + \frac{1}{2\pi}\left(\frac{\lambda}{R}\right)^2 - \frac{i}{(2\pi)^2}\left(\frac{\lambda}{R}\right)^3 \right]$$

$$H = A \sin\theta \left[i\frac{\lambda}{R} + \frac{1}{2\pi}\left(\frac{\lambda}{R}\right)^2 \right]$$

In esse i simboli stanno a indicare:

E_R - somma delle componenti radiali del campo elettrico, cioè nella direzione della congiungente del dipolo col punto P, vedi figura 6.0.1;

E_T - somma delle componenti trasversali del campo elettrico, perpendicolare alla precedente e giacente nello stesso piano del dipolo;

H - campo magnetico, interamente trasversale;

A - è una funzione della lunghezza del dipolo L, della corrente I e della lunghezza d'onda λ;

Z_0 - è una grandezza detta "impedenza d'onda" che ha le dimensioni di una resistenza e valore costante di 377 ohm;

θ - è l'angolo indicato in figura 6.0.1;

R - è la distanza tra P e il dipolo;

i - è l'unità immaginaria = $\sqrt{-1}$: essa indica che le varie componenti possono essere sfasate tra loro di 90°.

Cercheremo di "leggere" queste complicate formule cercando di ricavarne le informazioni utili al nostro scopo.
Vediamo anzitutto che le cinque componenti del campo elettrico si possono raggruppare in

due "supercomponenti" E_R ed E_T. La prima contiene il fattore cos θ: poiché cos 0 = 1 e cos 90° = 0 vediamo subito che E_R sarà massima per θ = 0, cioè lungo l'asse del dipolo, mentre sarà nulla nel piano mediano del dipolo per il quale è θ = 90°. Il contrario succede per E_T che contiene il fattore sen θ, dato che sen 0 = 0 e sen 90° = 1 : per questa supercomponente il massimo si ha nel piano mediano, mentre essa si annulla lungo l'asse. Entrambe le componenti del campo magnetico hanno il fattore sen θ, perciò il campo magnetico è nullo lungo l'asse e massimo nel piano mediano; esso è perpendicolare al piano contenente R e il dipolo, cioè al piano della figura.

Altra osservazione importante, tutte le componenti contengono il termine λ/R, ma due lo contengono al cubo, tre (una per ogni supercomponente) lo contengono al quadrato, mentre due lo contengono linearmente. Tenendo fissa λ, è evidente che il termine λ/R provoca la progressiva attenuazione delle varie componenti del campo all'aumentare di R. Ma ben diverso è l'andamento per i diversi esponenti di tale termine. Infatti la supercomponente E_R che contiene il rapporto λ/R solo al quadrato ed al cubo si attenua rapidamente all'aumentare di R e tende a zero per distanze sensibilmente maggiori di λ. Le altre due supercomponenti E_T ed H invece contengono anche termini in cui λ/R appare linearmente e quindi mantengono valori apprezzabili anche per valori elevati di R. Il contrario avviene per valori di R molto minori di λ, cioè a piccolissima distanza dal dipolo: in queste condizioni E_R è superiore ad E_T e quindi il campo elettrico è massimo alle estremità del dipolo e minimo al centro, proprio come avviene in un dipolo elettrostatico. Infatti si può considerare il caso elettrostatico come il limite per λ/R tendente all'infinito.

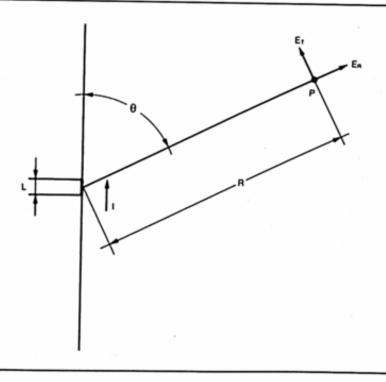
La complessa situazione indicata dalle formule diviene assai più semplice per R grande rispetto a λ, ad esempio per valori di λ/R minori di 0,1. Si ha allora con buona approssimazione:

$$E_R = 0$$

$$E_T = A\,Z_0\,\frac{\lambda}{R}\,\text{sen}\,\theta$$

$$H = A\,\frac{\lambda}{R}\,\text{sen}\,\theta$$

Fig. 6.01

Campo elettrico in un punto P provocato da un dipolo elementare di lunghezza L percorso da corrente a radiofrequenza di intensità I.

In queste condizioni i campi elettrico e magnetico sono entrambi trasversali alla direzione della congiungente il dipolo col punto P, che è la direzione di propagazione dell'onda, e sono perpendicolari tra loro. Inoltre il rapporto delle loro intensità è uguale alla costante Z_0, che proprio per questa proprietà prende il nome di impedenza d'onda.
Per quel che riguarda il guadagno di una antenna, esiste anche un'altra relazione approssimata che permette di stimarne ad occhio l'ordine di grandezza. La direttività ottenibile da una antenna direttiva di qualsiasi tipo è legata alle sue dimensioni in relazione alla lunghezza d'onda. Tale relazione si può ricavare approssimativamente dalle:

$$\theta_E \approx \frac{70^\circ \lambda}{L_E}$$

$$\theta_H \approx \frac{70^\circ \lambda}{L_H}$$

Poiché è:

$$\Omega \approx \theta_E \times \theta_H \approx \frac{4900^\circ \lambda^2}{L_E \times L_H}$$

e inoltre:

$$D \approx \frac{40000}{\Omega} \approx \frac{40000 \; L_E \; L_H}{4900 \; \lambda^2}$$

si ha:

$$G \approx \frac{D}{2} \approx \frac{40000}{2\,\Omega} \approx \frac{40000 \; L_E \, L_H}{2 \times 4900 \; \lambda^2} \approx \frac{4 \, L_E \, L_H}{\lambda^2}$$

In queste, oltre ai simboli già usati, compaiono L_E ed L_H che sono le dimensioni lineari nel piano E e nel piano H dell'antenna. Queste formule sono approssimate soprattutto perché non tengono conto della terza dimensione dell'antenna, la profondità, oltre che dell'abilità del progettista dell'antenna e dell'accuratezza della costruzione. Se si escludono le antenne Yagi e le eliche, di piccola sezione trasversale e molto profonde, è però difficile che il guadagno reale sia sensibilmente superiore a quello calcolato; un guadagno molto inferiore sarebbe indice o di un errato progetto o di un cattivo impiego dell'antenna.
La formula necessaria a calcolare il campo elettrico ad una distanza R da una antenna di guadagno G a cui sia applicata una potenza P è la seguente:

$$E = \frac{G\,P\,Z_0}{4\,\pi\,R^2}$$

Ricordiamo che Z è uguale a 377 ohm, perciò $Z_0 / 4\pi = 30$.
Per facilitare chi non ama risolvere le formule, anche se relativamente semplici, riportiamo una serie di tabelle in cui E è calcolato per diversi valori del guadagno, della distanza e della potenza. Ricordiamo che i valori riportati sono validi solo se R è molto maggiore di λ. Il guadagno viene dato sia in rapporto numerico che in dBi. Sul significato di dBi si veda quanto detto nel seguito.

Ed ora alcuni esempi di interesse pratico.
Si abbia un trasmettitore TV o FM da 1 kW di potenza impiegante una antenna collineare a quattro dipoli avente un guadagno di circa 4 volte (6 dBi). Tale antenna è omnidirezionale nel piano orizzontale ma sensibilmente direttiva nel piano verticale. Il massimo guadagno si verifica perciò per tutte le direzioni orizzontali. A distanza di 10 metri il campo E sarà di 34,6 V/m, a distanza di 100 metri sarà di 3,46 V/m. Entrambi i valori non sono considerati rischiosi dalle attuali norme americane, mentre il primo supera le norme russe. Se si considera anche il diagramma di radiazione di una tale antenna si vede che quando il punto in cui si misura il campo sta alcune decine di gradi sotto il piano orizzontale (vedi figura 6.0.2) il valore del campo è notevolmente ridotto e può rientrare in tutte le norme per distanze

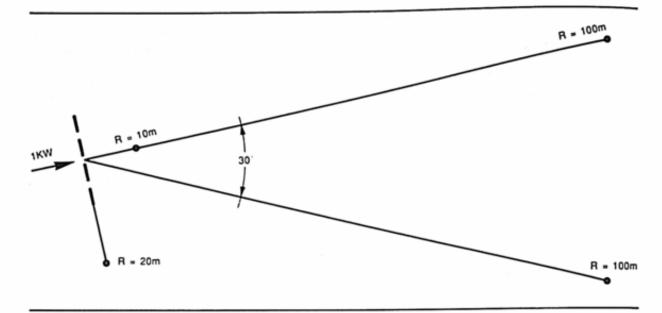



Fig. 6.02

Campo elettrico prodotto da una antenna collineare.

molto inferiori ai cento metri. Più difficile è valutare il campo a piccola distanza ma ad angoli molto forti rispetto alla direzione orizzontale. Infatti in teoria il campo è nullo immediatamente sotto l'antenna appena la distanza è di alcune lunghezze d'onda, perciò ad una ventina di metri nel caso più sfavorevole. Ma ciò è vero solo se l'antenna è costruita in modo perfetto, cosa assai improbabile. L'intensità di campo perciò dipenderà dalle imperfezioni meccaniche ed elettriche dell'antenna ed è necessaria la misura diretta per verificare eventuali rischi.

In conclusione un trasmettitore da 1 kW, che è una potenza rispettabile anche se le massime usate possono essere alcune volte superiori, può essere pericoloso solo se la sua antenna si trova a meno di poche decine di metri sopra i punti accessibili alle persone o poche decine di metri di distanza da punti accessibili che si trovino alla stessa altezza.

Nel caso che lo stesso trasmettitore usi una antenna più direttiva della collineare, ad esempio una schiera di dipoli con riflettore, la distanza di sicurezza dovrebbe essere aumentata, sino a qualche centinaio di metri per guadagni molto forti. Poiché però trasmettitori dotati di antenne del genere vengono sempre installati su cime di colline o di montagne che abbiano l'orizzonte libero nella direzione del fascio principale, la possibilità che qualcuno si trovi nel fascio a distanza inferiore ad un chilometro è pressoché nulla, se si escludono i piloti di deltaplano che corrono comunque rischi assai maggiori di quello costituito dalle onde radio!

Un'altra fonte di preoccupazione sono i ponti impieganti antenne paraboliche, i cosiddetti "dischi" (erronea traduzione dell'inglese "dish" che vuol dire scodella). Come già detto la potenza usata in questi casi è di solito di circa 1 watt, perciò è assolutamente impossibile che provochino danni alla salute. E' vero che possono avere guadagni molto elevati: una antenna di 4 metri di diametro operante a 4 cm di lunghezza d'onda può guadagnare teoricamente 70.000 volte (45 dBi). Ma questo enorme guadagno aumenta solo il campo a grande distanza. Nelle vicinanze la densità di flusso non può comunque superare la potenza trasmessa divisa per la superficie del paraboloide, cioè circa i $10\ \mu W / cm^2$ consentiti anche dalle norme russe. Anche le potenze molto superiori usate nei collegamenti via satellite sarebbero pericolose solo nella direzione del fascio principale. Poiché questo ha una ampiezza di un grado o meno, e poichè nessun installatore sarebbe così pazzo da puntarlo su una casa anziché sul satellite, non vi è alcun motivo di allarme.

Un po' più giustificati i timori per le antenne radar. Infatti non tutti i radar usano antenne col fascio stretto, ma alcuni usano fasci "a ventaglio" che intercettano il terreno. Le potenze usate sono da alcuni chilowatt ad alcuni mega-

TABELLA 6.0.1

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna isotropica

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	5,47	17,3	54,7	173	547	1730
10	0,547	1,73	5,47	17,3	54,7	173
100	0,055	0,173	0,547	1,73	5,47	17,3
1 km	0,005	0,017	0,055	0,173	0,547	1,73

TABELLA 6.0.2

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna a dipolo a mezz'onda

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	6,92	21,9	69,2	219	692	2190
10	0,692	2,19	6,92	21,9	69,2	219
100	0,069	0,219	0,692	2,19	6,92	21,9
1 km	0,007	0,022	0,069	0,219	0,692	2,19

TABELLA 6.0.3

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna direttiva

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	10,9	34,6	109	346	1090	3460
10	1,09	3,46	10,9	34,6	109	346
100	0,109	0,346	1,09	3,46	10,9	34,6
1 km	0,011	0,035	0,109	0,346	1,09	3,46

watt, ma va precisato che si tratta di potenze "di picco" applicate per tempi dell'ordine del microsecondo. Le potenze "medie" sono circa mille volte inferiori. La discussione se sia più importante la potenza media o quella di picco per quel che riguarda gli effetti biologici è ancora aperta. Se vi sono veramente effetti non termici o microtermici dannosi, anche la potenza di picco può essere importante. Solo le norme vigenti in Cecoslovacchia tengono conto di ciò, riducendo di un fattore 2,5 i limiti della densità di potenza media per sorgenti pulsate. Poiché la potenza media dei radar più comuni è di qualche centinaio di watt, per le ragioni già

TABELLA 6.0.4

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna direttiva

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	17,3	5,47	173	547	1730	5470
10	1,73	0,547	17,3	54,7	173	547
100	0,173	0,055	1,73	5,47	17,3	54,7
1 km	0,017	0,005	0,173	0,547	1,73	5,47

TABELLA 6.0.5

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna direttiva

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	21,9	69,2	219	692	2190	6920
10	2,19	6,92	21,9	69,2	219	692
100	0,219	0,692	2,19	6,92	21,9	69,2
1 km	0,022	0,069	0,219	0,692	2,19	6,92

TABELLA 6.0.6

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna direttiva

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	30,0	94,8	300	948	3000	9480
10	3,0	9,48	30	94,8	300	948
100	0,3	0,948	3	9,48	30	94,8
1 km	0,03	0,095	0,3	0,948	3	9,48

dette la densità di potenza anche nelle immediate vicinanze di una antenna radar supera di poco le norme americane. Il fatto che superi largamente le norme russe apre, come già detto, un mistero: come faranno gli aerei ad atterrare a Mosca?

Si pensa spesso ai rischi di trasmettitori di grande potenza o con antenne fortemente direttive: invece i pericoli maggiori possono venire da trasmettitori di piccola potenza e con antenne poco direttive. Ad esempio esistono in commercio trasmettitori detti "palmari" perché

TABELLA 6.0.7

Campo E in V/m a distanza R in metri da una antenna direttiva

R \ P	1	10	100	1 kW	10 kW	100 kW
1	54,7	173	547	1730	5470	17300
10	5,47	17,3	54,7	173	547	1730
100	0,547	1,73	5,47	17,3	54,7	173
1 km	0,055	0,173	0,547	1,73	5,47	17,3

sono così piccoli da stare nel palmo di una mano. Ve ne sono per la gamma dei radioamatori (144 MHz) e dei CB (27 MHz). La loro potenza talvolta supera i 5 watt. Sono dotati di una antenna "di gomma" lunga pochi centimetri: in realtà è una spirale di filo metallico inglobata nella gomma. E' facile constatare che durante l'uso l'estremità di tale antenna verrà a trovarsi a meno di 5 centimetri dall'occhio dell'operatore. E' molto difficile valutare il campo elettrico a cui l'occhio è assoggettato e poiché si trova in campo prossimo non ha praticamente senso parlare di densità di flusso di potenza. Non è difficile immaginare però che l'occhio si troverà nelle condizioni ideali per sviluppare la cataratta. Vi è un solo punto a favore dei palmari: la piccolezza della loro pila che non ne consente un uso prolungato in trasmissione. Ovviamente l'uso in ricezione è innocuo.
Qualche preoccupazione possono dare anche trasmettitori da parecchie decine di watt installati su automezzi. Se vengono usati durante la corsa non sono pericolosi per l'utente che si trova almeno parzialmente schermato dalla carozzeria, né per i passanti che saranno sottoposti al campo elettrico per pochi secondi. Ma se l'operatore usa il trasmettitore stando in piedi accanto alla macchina ferma viene in qualche modo a far parte dell'antenna. Infatti di solito l'antenna è uno stilo verticale fissato al tetto dell'auto che fa da piano di terra. Ma, specialmente se il trasmettitore è in HF o nella parte bassa delle VHF la lunghezza d'onda è maggiore delle dimensioni dell'automezzo che quindi non costituisce un piano di terra perfetto. L'operatore, che impugna il microfono collegato all'auto da un cavo, viene a completare in qualche modo il piano di terra. Anche in questo caso è praticamente impossibile una valutazione realistica del rischio: secondo il mio parere personale è comunque preferibile non mettersi in queste condizioni.
Ritornando ai trasmettitori di media potenza va osservato che alcuni radioamatori e persino CB usano trasmettitori da circa 1 kW. Ciò avviene abusivamente perché in Italia la massima potenza permessa ai radioamatori è di 300 watt ed ai CB di soli 5 watt: ma si sa che da noi queste norme non sono sempre rispettate. Le antenne usate hanno guadagni che sono spesso di 10 volte (10 dBi) in HF e 100 volte (20 dBi) in VHF. A 10 metri si possono perciò avere campi di 70 ÷ 170 V/m. Di solito queste antenne sono rotanti: possono perciò venire puntate in direzione di edifici più alti di quello su cui sono installate. I valori di campo indicati sono di poco inferiori ai limiti consentiti dalle norme americane e decisamente superiori alle norme russe, cecoslovacche, ecc. . E' perciò almeno prudenziale evitare di trasmettere con la massima potenza quando l'antenna è puntata in direzione di eventuali edifici più alti e poco distanti. Se l'antenna usata è poco direttiva, ad esempio un dipolo a mezz'onda teso orizzontalmente su un tetto, si potranno avere campi elettrici notevoli nel sottotetto. Se questo è abitato è bene verificarne l'intensità: se questa avesse valori preoccupanti sarà necessario alzare l'antenna o ridurre la potenza. Se è possibile, ad esempio su un tetto a terrazza, si può anche provare a stendere uno schermo di rete metallica.
In ogni caso con potenze elevate si dovranno evitare antenne con discesa non schermata né bilanciata come le antenne ad "L rovesciato", le antenne "a presa calcolata" e, a maggior ra-

gione, i pezzi di filo qualsiasi portati forzatamente in risonanza.

6.1
Il decibel.

In queste pagine destinate a varie categorie di lettori ho cercato di evitare per quanto possibile espressioni tecniche troppo specialistiche. Perciò nelle formule relative a potenze e guadagni di antenna ho usato preferibilmente i valori numerici ordinari. Ho dovuto però far riferimento alle scale logaritmiche in decibel (dB) per ragioni di compatibilità con le informazioni normalmente disponibili. Ad esempio chi vende una antenna ne fornisce di solito il guadagno in dBi. Sarà bene perciò chiarire il significato di dB, dBi, dBW e dBm.
A differenza di quanto avviene in acustica, nelle radiocomunicazioni il dB (decibel) non è usato come unità di misura: esso rappresenta invece il rapporto tra due potenze espresso in scala logaritmica e moltiplicato per dieci. In altre parole un rapporto tra due potenze espresso in dB corrisponde al logaritmo decimale moltiplicato per dieci dello stesso rapporto espresso in numeri ordinari. Ad esempio se il rapporto tra due potenze è di 4, per avere il rapporto in dB si fa il logaritmo di quattro che è, circa, 0,6 e lo si moltiplica per 10, ottenendo 6 dB. Se il rapporto è 20 con lo stesso procedimento si ottengono 13 dB. Se il rapporto è minore di uno, il valore in dB è negativo. Nella tabella 6.1.1 sono calcolati, per i soliti pigri, molti valori di rapporti in dB.

Il guadagno di una antenna può essere definito come il rapporto tra la potenza ricevuta in un certo punto dello spazio che si trova nella direzione di massima radiazione e la potenza che sarebbe ricevuta nello stesso punto se all'antenna in questione venisse sostituita una antenna isotropica. Perciò il guadagno può essere dato, oltre che come rapporto numerico, anche come rapporto logaritmico: in questo caso si usa la sigla dBi in cui la lettera "i" sta ad indicare che ci si riferisce all'antenna isotropica. Se il guadagno è dato in dB, senza la "i", dovrebbe intendersi riferito al dipolo a mezz'onda, ma se ciò non è esplicitamente detto è lecito dubitarne. Infatti il guadagno espresso in dBi è superiore (apparentemente) di 2 al guadagno in dB rispetto al dipolo, ossia una antenna con 10 dBi guadagna 8 dB rispetto al dipolo. Talvolta i venditori giuocano sull'equivoco. Poco male per noi: per la sicurezza delle persone ciò fornisce un margine di 2 dB!
E' bene fare cenno alle altre scale logaritmiche, con diverso significato. Ad esempio i dBW sono una vera e propria unità di misura della potenza perché esprimono in scala logaritmica il rapporto tra una potenza, di solito di un trasmettitore, e la potenza di 1 watt. Analogamente i dBm usati in ricezione esprimono il rapporto con la potenza di un milliwatt.
Esiste infine il malvezzo di esprimere in dB anche i rapporti di tensione. Questi vengono ottenuti moltiplicando per 20 (anziché per 10) il logaritmo del rapporto numerico. Per quanto l'uso di tale scala logaritmica sia scorretto e spesso generi equivoci, è largamente usato in alcune applicazioni, anche professionali. Ad esempio il guadagno di tensione degli amplifi-

TABELLA 6.1.1

Corrispondenza tra rapporto numerico di potenze e rapporto espresso in dB.

Rapporto numerico	Rapporto in dB	Rapporto numerico	Rapporto in dB
0,0001	-40	4	6
0,001	-30	5	7
0,01	-20	6	8
0,1	-10	10	10
0,16	-8	12,5	11
0,20	-7	16	12
0,25	-6	20	13
0,33	-5	30	15
0,50	-3	40	16
0,66	-2	50	17
0,80	-1	60	18
1	0 dB	100	20
1,25	1	1000	30
1,6	2	10000	40
2	3		
3	5		

catori operazionali viene sempre indicato in dB. Curioso constatare che in questo caso l'equivoco va a svantaggio del venditore: infatti dire che il guadagno di tensione di un amplificatore operazionale è di 100 dB significa che il guadagno è di 100.000 volte. Ma poiché l'impedenza di ingresso è di solito milioni di volte l'impedenza di uscita, se si fornisse il "vero" guadagno, riferendosi alle potenze, esso sarebbe di almeno 160 dB!

6.2
Intensità di campo e densità di flusso di potenza.

Abbiamo già parlato delle relazioni tra intensità di campo elettrico, campo magnetico e densità di flusso di potenza. Per comodità dei lettori riportiamo nella tabella 6.2.1 le corrispondenze, avvertendo ancora che esse sono valide solo in campo lontano: tuttavia nella calibrazione degli strumenti americani spesso sono indicati i mW/cm^2 anche nei misuratori per frequenze basse, destinati ad essere usati in campo prossimo. In questo caso la corrispondenza è solo nominale e il significato dell'indicazione va valutato caso per caso, tenendo conto del tipo di sonda, elettrica o magnetica, usata.
Nella pratica spesso si usano valori arrotondati, più facili da ricordare: ad esempio si considerano 60 V/m corrispondenti ad 1 mW/cm^2 e 200 V/m corrispondenti a 10 mW/cm^2.

TABELLA 6.2.1

Corrispondenza in campo remoto tra campo elettrico, campo magnetico e densita' di flusso di potenza.

Campo elettrico E in V/m	Campo magnetico H in A/m	Densita' del flusso di potenza in W/m^2	Densita' del flusso di potenza in mW/cm^2
1,94	0,00515	0,01	0,001
2,75	0,00728	0,02	0,002
4,34	0,0115	0,05	0,005
6,14	0,0163	0,1	0,01
8,69	0,0230	0,2	0,02
13,7	0,0364	0.5	0,05
19,4	0,0515	1	0,1
27,5	0,0728	2	0,2
43,4	0,115	5	0,5
61,4	0,163	10	1
86,9	0,230	20	2
137	0,364	50	5
194	0,515	100	10
275	0,728	200	20
434	1,15	500	50
614	1,63	1000	100
869	2,30	2000	200
1370	3,64	5000	500
1940	5,15	10000	1000

6.3
Fughe da forni e saldatrici a radiofrequenza.

Abbiamo in precedenza parlato del campo prodotto a distanza da una antenna. Esamineremo ora qualche caso di campo prodotto a piccola distanza da generatori il cui scopo non è quello di irradiare energia elettromagnetica. I casi più comuni sono quelli dei forni a microonde, sia industriali che di uso domestico, delle essiccatrici per legno compensato e delle saldatrici per plastica.
I forni a microonde costituiscono dei tre casi citati quello meno pericoloso, ma data la loro diffusione ormai capillare sono quelli che destano maggiore preoccupazione e interesse tra il pubblico. I forni a microonde in uso in Italia funzionano tutti a 2450 MHz, cioè circa 13 cm di lunghezza d'onda. La potenza di $100 \div 1000$ watt è prodotta da un "magnetron" che è un tubo elettronico speciale nel quale un campo elettrico ed uno magnetico disposti perpendicolarmente contribuiscono a convertire in microonde una parte (circa un terzo) della potenza assorbita dalla rete elettrica. Attraverso un breve tratto di guida d'onda la potenza a microonde viene introdotta in una scatola metallica all'incirca cubica che costituisce una "cavità risonante multimodale". Ciò significa che la cavità della scatola si comporta come un circuito risonante, che però ha diverse possibilità di risuonare essendo notevolmente più grande della lunghezza d'onda. Se la cavità è vuota o contiene solo oggetti fatti in materiale buon isolante (vetro, ceramica, polietilene, polistirolo) l'energia viene accumulata sotto forma di un intenso campo elettromagnetico e l'equilibrio tra quella entrante e quella uscente è assicurato dalla dissipazione di energia sulle pareti metalliche e dalla riflessione di parte dell'energia verso il magnetron.

Se all'interno si trova un corpo avente un elevato coefficiente di perdita, come sono in pratica tutte le sostanze organiche commestibili che hanno un elevato contenuto di acqua, l'energia viene dissipata quasi interamente "all'interno" di tale corpo. Il fatto che la produzione di calore avvenga all'interno del corpo dà i noti vantaggi dei forni a microonde quali il rapido scongelamento dei surgelati senza alterarne l'aspetto e il gusto. In compenso dà anche degli inconvenienti, come la scarsa appetibilità dei polli che risultano più simili al lesso che all'arrosto. Per evitare questo inconveniente vengono talvolta usate "piastre griglianti" in cui inserti metallici concentrano il campo elettromagnetico e danno una certa rosolatura al pollo.
Poiché in una cavità risonante multimodale vi sono alcuni punti di massimo campo elettrico (ventri) e altri di minimo campo elettrico (nodi) per ottenere una cottura uniforme è necessario variare continuamente la posizione dei nodi e dei ventri. Ciò viene fatto mediante una elica metallica detta "mode stirrer" che viene mossa da un apposito motorino oppure viene trascinata dalla corrente d'aria prodotta da una ventola destinata a raffreddare il magnetron e a portare fuori dal forno eventuali vapori prodotti durante la cottura.
Per quel che riguarda la sicurezza, è necessario che il forno funzioni sempre con lo sportello chiuso. Ciò è assicurato da un certo numero di interruttori automatici che spengono il magnetron quando si apre lo sportello. In un forno da noi esaminato gli interruttori sono tre, ed uno di essi è così ben nascosto che anche un malintenzionato riuscirebbe a fatica a far funzionare il forno con lo sportello aperto. Per di più c'è una "trappola", in quanto una certa configurazione degli interruttori fa saltare un fusibile interno, punendo l'imprudente poiché per sostituire il fusibile bisogna svitare una dozzina di viti! Ma siamo sicuri che quando lo sportello è chiuso le microonde non possano uscire? Un po' ne viene certamente fuori, come si può constatare usando la sonda descritta in precedenza. La densità di flusso all'esterno, almeno nell'esemplare da noi esaminato, è però parecchie volte inferiore ai 5 mW/cm^2 a 5 cm di distanza permessi dalle norme americane. Per di più il flusso maggiore non viene dallo sportello ma dalle fessure laterali di aerazione, malgrado la doppia parete schermante.

Esiste tuttavia una possibilità per le microonde di uscire dalla cavità. Infatti i bordi dello sportello non toccano i bordi della apertura, ma formano con esso una strozzatura a quarto d'onda. C'è uno spazio di circa un millimetro attraverso il quale potrebbe passare un filo metallico sottile o una striscia di stagnola. Poiché sia lo sportello che il bordo dell'apertura sono verniciati, e quindi isolati, tale striscia potrebbe costituire una linea di trasmissione in grado di captare energia all'interno della cavità e irra-

diarla all'esterno. Da prove fatte risulta che, anche nelle condizioni più sfavorevoli, la presenza di un filo di rame o di una striscia di alluminio che attraversi la fessura tra sportello e forno porta il campo all'esterno a valori di poco superiori al limite consentito. Solo nel caso che un filo isolato passi attraverso i fori di aereazione sporgendo di alcuni centimetri all'interno al forno e di alcuni centimetri all'esterno, si ottiene un campo di alcune volte superiore al consentito. Quest'ultima situazione può essere provocata solo volontariamente, e con fatica. Infatti la schermatura è doppia e i fori nella parete interna non sono direttamente affacciati alle fessure nella parete esterna.

Le applicazioni industriali della radiofrequenza sono molto più diversificate di quelle domestiche. Gli applicatori non sono standardizzati ma vengono costruiti per specifiche applicazioni. E' perciò impossibile dare delle regole generali. Secondo la mia esperienza di solito gli applicatori non sono studiati in modo da ridurre al minimo l'esposizione dei lavoratori addetti a tali apparati. Valori di campo molto elevati, assai al di sopra delle norme, si possono riscontrare nel posto occupato dall'operatore, che si trova spesso a meno di un metro da oggetti metallici a cui è applicata una potenza dell'ordine del chilowatt. Talvolta manca qualsiasi tipo di schermatura: anche una schermatura parziale sarebbe utile, nei casi in cui una schermatura totale sia impossibile, per ridurre l'intensità del campo. Inoltre si potrebbe comandare la macchina da una certa distanza: anche un paio di metri in più ridurrebbero l'esposizione in modo molto significativo. Purtroppo in assenza di una normativa italiana tutto è affidato alla buona volontà dei datori di lavoro, alla solerzia dei sindacati ed al buon senso di entrambi.

6.4
Impedenza caratteristica di linee di trasmissione.

Come già detto l'impedenza caratteristica Z_C di una linea di trasmissione a bassa perdita coincide con la resistenza necessaria per caricare l'estremità della linea senza avere onde riflesse. Se la linea è così caricata, in qualunque punto della linea si ha che $Z_C = V/I$. E, poiché la potenza trasmessa P è data, essendo in questo caso V ed I in fase, dalla

$$P = V\ I$$

si ha che

$$V = \frac{P}{I}$$

e poiché

$$I = \frac{V}{Z_C}$$

si ha infine che

$$V = \sqrt{P Z_C}$$

Conoscendo perciò Z_C e P si può ricavare V e valutare i rischi connessi con la prossimità della linea. Ad esempio per una linea bifilare l'ordine di grandezza del campo elettrico nelle immediate vicinanze sarà dato da V diviso per la spaziatura D in metri. Se P = 1 kW, Z_C = 600 ohm, D = 0,1, metri si avrà:

$$V = \sqrt{1000 \times 600} = 775\ V$$

$$E = \frac{775}{0,1} = 7750\ V/m$$

Un campo avente tale intensità è decisamente pericoloso, fortunatamente però si attenua molto rapidamente allontanandosi dalla linea, specialmente se questa è ben bilanciata.
Per i cavi coassiali il problema non dovrebbe esistere se la loro schermatura è di buona qualità, continua o a doppia calza. Diamo comunque nelle tabelle 6.4.1 e 6.4.2 valori di impedenza caratteristica di cavi e linee bifilari in funzione delle loro dimensioni.
Per le linee bifilari "D" è la spaziatura e "d" il diametro dei conduttori. Per i cavi coassiali "D" è il diametro interno del conduttore esterno e "d" il diametro esterno del conduttore interno. I valori di impedenza delle piattine isolate in polietilene e dei cavi isolati in spugna di polietilene sono approssimati in quanto dipendono dalla quantità di polietilene effettiva-

TABELLA 6.4.1

Impedenza di linee bifilari in funzione del rapporto tra spaziatura e diametro dei fili.

$\frac{D}{d}$	Impedenza caratteristica in ohm	
	Isolamento in aria	Isolamento in polietilene
1,2	104	83
1,4	123	98
2	166	132
2,4	188	150
3	214	171
4	249	199
5	276	220
6	298	238
7	316	252
10	359	287
14	399	319
20	442	353
30	491	392
50	552	441
80	608	486

mente presente. I cavi isolati in Teflon hanno impedenza di poco superiore a quelli isolati in polietilene pieno.

6.5
Calcolo di circuiti risonanti.

Per la costruzione di sistemi di taratura come quello precedentemente descritto e per altre applicazioni può essere utile calcolare la frequenza di risonanza f ed il coefficiente di risonanza Q di circuiti aventi resistenza, induttanza e capacità in parallelo. La frequenza di risonanza è data da:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Il coefficiente di risonanza è dato da:

$$Q = \frac{R}{X}$$

in cui

$$X = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 2\pi f_0 L$$

Perciò

$$Q = 2\pi f_0\, C R = \frac{R}{2\pi f_0 L} = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

In tutte queste formule f_0 è in Hz, C in farad, L in henry ed R in ohm. Poiché un farad ed un henry sono molto grandi, per frequenze di alcuni megahertz (1 MHz = 10^6 Hz) si usano di solito i sottomultipli pF (10^{-12} F) e µH (10^{-6} H). Attenti perciò ai giusti ordini di grandezza. Per chi preferisce le tabelle, nella 6.5.1 sono tabulate le frequenze di risonanza in MHz in funzione della capacità in pF e delle induttanze in µH.
Ed ora, come si calcolano le induttanze? Infatti

TABELLA 6.4.2

Impedenza dei cavi coassiali in funzione del rapporto tra diametri dei conduttori.

$\frac{D}{d}$	Impedenza caratteristica in ohm		
	Isolameto in aria	Isolameto in polietilene	Isolameto in spugna
1,2	10,9	7,2	8,7
1,4	20,2	13,3	16,1
1,6	28,2	18,6	22,6
2	41,5	27,4	33,2
2,4	52,5	34,6	42,0
2,8	61,7	40,7	49,4
3	66	43,6	52,8
3,4	73	48,2	58,4
3,6	77	50,8	61,6
4	83	54,8	66,4
4,4	89	58,7	71,2
5	96	63,4	76,8
5,4	101	66,7	80,8
6	107	70,6	85,6

TABELLA 6.5.1

Frequenze di risonanza in MHz in funzione della capacità in pF e dell'induttanza in μH.

L \ C	10	20	50	100	200	500	1000
0,1	159	112	71,2	50,3	35,6	22,5	15,9
0,2	112	79,6	50,3	35,6	25,1	15,9	11,2
0,5	71,2	50,3	31,8	22,5	15,9	10,0	7,12
1	50,3	35,6	22,5	15,9	11,2	7,12	5,03
2	35,6	25,1	15,9	11,2	7,96	5,03	3,56
5	22,5	15,9	10,0	7,12	5,03	3,18	2,25
10	15,9	11,2	7,12	5,03	3,56	2,25	1,59
20	11,2	7,96	5,03	3,56	2,51	1,59	1,12
50	7,12	5,03	3,18	2,25	1,59	1,00	0,712
100	5,03	3,56	2,25	1,59	1,12	0,712	0,503

mentre le capacità sono rappresentate da condensatori fissi che si comprano in valori standard o da condensatori variabili di cui si conosce il valore minimo e il valore massimo, le induttanze bisogna costruirle perché le induttanze standard in commercio non sopportano alcuni watt di potenza. Costruirle è facilissimo, basta avvolgere un filo di rame con diametro di 0,5 ÷ 1 mm attorno ad un cilindro isolante, anche di plastica, avente un diametro di 2 ÷ 3 cm. Ma quante spire si devono fare? La formula esatta è molto complicata, ma risultati precisi entro il 10% si ottengono con formule approssimate, ad esempio la

$$L = \frac{0,008\, D^2 N^2}{3\,D + 9\,l + 10\,d}$$

in cui N è il numero di spire, D il diametro del supporto, d il diametro del filo, l la lunghezza dell'avvolgimento; tutte le misure sono in millimetri, l'induttanza in μH. Se si conoscono L, D, l e d si può calcolare N dalla

$$N = \sqrt{\frac{L\,(3\,D + 9\,l + 10\,d)}{0,008\, D^2}}$$

Per diametro del supporto di 20 oppure di 25 mm, con filo di 1 mm e lunghezza dell'avvolgimento di 30 mm nella tabella 6.5.2 sono indicate le induttanze in μH.

Per il calcolo di un sistema di taratura simile a quello da noi realizzato va detto che la capacità del grande condensatore è di circa 100 pF. Se in parallelo a questo si pone un condensatore variabile da 20 ÷ 120 pF e tre condensatori fissi commutabili rispettivamente da 100, 200 e 300 pF si potranno ottenere tutti i valori compresi tra circa 130 pF e 530 pF. Ad un rapporto uno a quattro di capacità corrisponde un rapporto di uno a due di frequenza. Perciò per coprire tutte le frequenze tra 4 e 40 MHz basterebbero quattro induttanze commutabili. Può essere utile usarne cinque per non far variare troppo il Q che, come visto, a parità di R dipende dal rapporto C/L. Comunque il Q può essere agevolmente variato commutando diversi valori di R. Non inserendo affatto R il Q sarà determinato dalle perdite delle varie parti del circuito, perciò sarà alto ma non infinito! Un Q molto alto, come già detto, permette di ottenere campi elevati con poca potenza ma può provocare errori perché l'introduzione della sonda altera la frequenza di risonanza e costringe a continui riaggiustamenti.

TABELLA 6.5.2

Induttanza in μH di una bobina avente la lunghezza di 30 mm, avvolta con filo da un millimetro su diametro di 20 oppure 25 mm.

SPIRE	L(μH)	
	D=20	D=25
2	0,038	0,056
3	0,085	0,13
4	0,15	0,23
5	0,23	0,35
6	0,34	0,51
7	0,46	0,69
8	0,60	0,90
9	0,76	1,1
10	0,94	1,4
11	1,1	1,7
12	1,4	2,0
13	1,6	2,4
14	1,8	2,8
15	2,1	3,2
16	2,4	3,6
17	2,7	4,1
18	3,0	4,6
19	3,4	5,1
20	3,8	5,6
21	4,2	6,2
22	4,6	6,8
23	5,0	7,5
24	5,4	8,1
25	5,9	8,8
26	6,4	9,5
27	6,9	10
28	7,4	11
29	7,9	12

BIBLIOGRAFIA

Per chi volesse approfondire ed estendere la conoscenza degli argomenti qui trattati riporto un elenco di pubblicazioni che, purtroppo, sono in gran parte fuori commercio ma che possono essere consultate in biblioteche specializzate.

LA PROTEZIONE CONTRO LE RADIAZIONI NON-IONIZZANTI
Quaderno del Seminario di Fisica Sanitaria N. 4
Bologna, 1978.

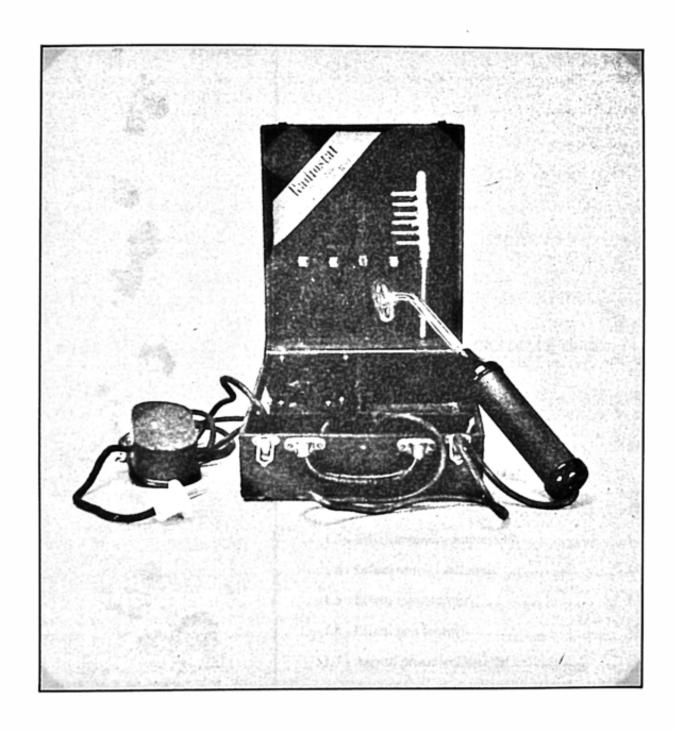
Atti dell'incontro tecnico su:
LA PROTEZIONE DALLE RADIAZIONI NON IONIZZANTI
Annali dell'Istituto Superiore di Sanità, volume 16, N. 3
Roma, 1980.

LA RADIOPROTEZIONE NELLE APPLICAZIONI MEDICHE ED INDUSTRIALI DELLE RADIOFREQUENZE, MICROONDE, LASER ED ULTRASUONI
Atti del Convegno Nazionale della Associazione Italiana di Protezione Contro le Radiazioni - Genova, settembre 1982
Ragno Editore, Roma, 1983.

OCCUPATIONAL HAZARDS FROM NON-IONISING ELECTROMAGNETIC RADIATION
Occupation Safety and Health Series, N. 53
International Labour Office, Geneva, 1985.

BIOLOGICAL EFFECTS AND EXPOSURE CRITERIA FOR RADIO FREQUENCY ELECTROMAGNETIC FIELDS
National Council on Radiation Protection and Measurements Report n. 86
Bethesda, MD, April 1986.

Grandolfo M.
LINEE GUIDA E LIMITI DI ESPOSIZIONE RACCOMANDATI PER LE RADIAZIONI NON IONIZZANTI DALL'INTERNATIONAL RADIATION PROTECTION ASSOCIATION (IRPA)
Rapporti dell'Istituto Superiore di Sanità
Roma, giugno 1987.

Grandolfo M., Tofani S.
DOSIMETRIA ED EFFETTI BIOLOGICI DEI CAMPI ELETTROMAGNETICI A RADIOFREQUENZA
Rapporti dell'Istituto Superiore di Sanità
Roma, luglio 1987.

Strumento pseudomedicale risalente agli anni '30. Mediante un rocchetto di induzione produce una alta tensione a radiofrequenza che viene applicata al paziente attraverso tubi luminescenti a scarica nel gas di forme diverse.

L'effetto spettacolare é assicurato: quello curativo un po' meno.

INDICE

RINGRAZIAMENTI

Ringrazio anzitutto i numerosi studenti che, svolgendo negli ultimi 15 anni presso il mio laboratorio la loro tesi di laurea in Fisica o frequentando la Scuola di Specializzazione in Fisica Sanitaria, mi hanno stimolato ad estendere e approfondire le nozioni e le esperienze su cui mi sono basato. Ringrazio la prof. Giuseppina Maltoni Giacomelli, il dr. Goliardo Tomassetti e Nerio Neri I4NE per i consigli dati nella revisione della prima stesura del testo e il sig. Antonio Grilli per l'esecuzione di quasi tutte le fotografie che compaiono in questo libro.